SECRÉTARIAT GÉNÉRAL A L'AVIATION CIVILE

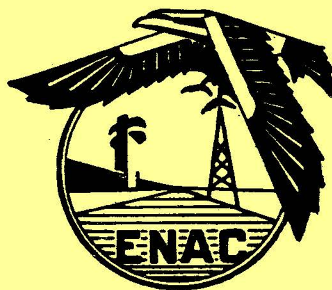
ÉCOLE NATIONALE DE L'AVIATION CIVILE

MACHINES

PAR

A. BELOT

(2e PARTIE)



- MACHINES -

PAR

A . BELOT

(2ème PARTIE)

2° PARTIE

COURANT ALTERNATIF

CHAPITRE I

NOTIONS SUR LES SYSTEMES POLYPHASES

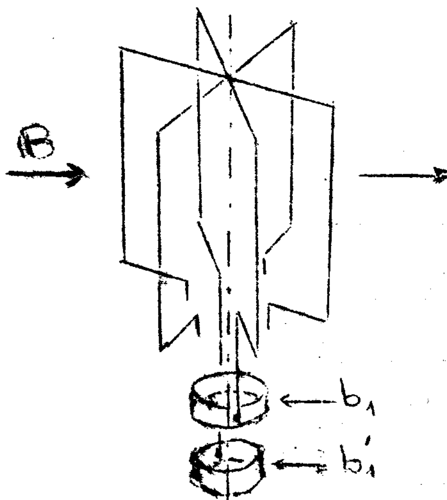
Lorsqu'il s'agit de produire, de transporter de l'énergie ou d'alimenter des moteurs de puissance un peu importante, le courant monophasé n'offre aucun intérêt : machines plus volumineuses à puissances égales, rendements plus faibles, pertes plus élevées dans les lignes. Ces défauts et d'autres encore apparaitront par la suite. On fait appel alors aux courants polyphasés et en particulier au courant triphasé le plus employé actuellement.

Nous étudierons donc ce système en premier lieu, puis le système tétraphasé, très en vogue il y eut une trentaine d'années et nous généraliserons ensuite aux systèmes polyphasés. Enfin nous définirons les systèmes polyphasés déséquilibrés.

I.1 - SYSTEME TRIPHASE.

1.1.1 - Production d'un système de tensions triphasées.

Reprenons l'expérience du cerceau de Delezenne (1° partie - chapitre II.1 - fig. II.4), mais dans laquelle nous utiliserons 3 spires décalées de 120° et reliées à 6bagues (fig.I.1) et (fig.I.2) (2 bagues seulement ont été représentées pour simplifier la figure).



On obtiendra donc des tensions induites ayant pour valeurs :

$$v_1 = V_M \cos \omega t$$

$$v_2 = V_M \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$v_3 = V_M \cos \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right)$$

Figure I.1

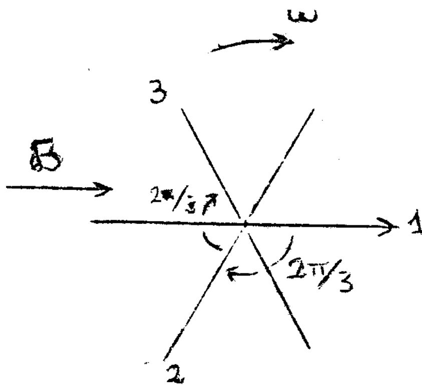


Figure I.2

et qui pourront être recueillies sur 6 balais b_1 b'_1 , b_2 b'_2 , b_3 b'_3 frottant sur les 6 bagues.

Ces trois f.e.m qu'il est possible de représenter par 3 vecteurs de même module déphasés entre eux de 2π /3 (fig. I.3) forment un <u>système triphasé équilibré</u>.

Nous pouvons grouper de deux façons les trois générateurs ainsi constitués: on obtient le montage étoile ou le montage triangle.

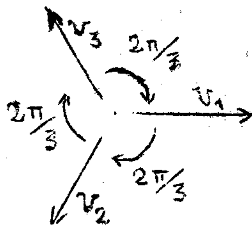


Figure I.3

I.1.2 - Montage étoile.

Nous donnerons un point commun aux trois sources v_1, v_2, v_3 , ce qui ne modifie en rien la valeur de leur f.e.m. Ce point commun sera celui correspondant à l'origine des vecteurs de la fig. I.3 et nous obtenons ainsi le schéma vectoriel des tensions en I.4. Le générateur triphasé ainsi constitué est relié à trois impédances identiques Z (fig. I.5) de module $|Z|$ et d'argument φ, dans lesquelles les tensions v_1, v_2 et v_3 produisent des courants de valeur :

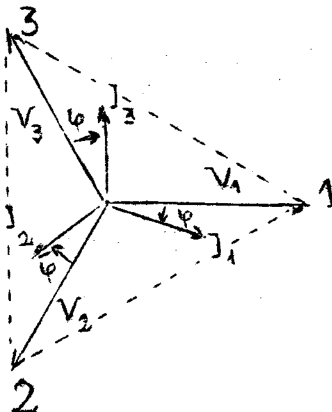


Figure I.4

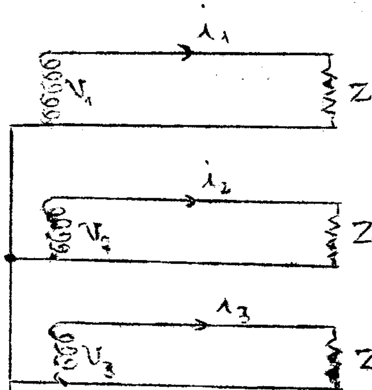


Figure I.5

$$i_1 = \frac{v_1}{Z} = \frac{V_M}{|Z|} \cos(\omega t - \varphi) = I_M \cos(\omega t - \varphi)$$

$$i_2 = \frac{v_2}{Z} = \frac{V_M}{|Z|} \cos(\omega t - 2\pi/3 - \varphi) = I_M \cos(\omega t - 2\pi/3 - \varphi)$$

$$i_3 = \frac{v_3}{Z} = \frac{V_M}{|Z|} \cos(\omega t - 4\pi/3 - \varphi) = I_M \cos(\omega t - 4\pi/3 - \varphi)$$

Ces courants forment eux-mêmes un système triphasé équilibré, représenté figure I.4 dont la somme est nulle à chaque instant, ce qu'il est facile de voir algébriquement et vectoriellement.

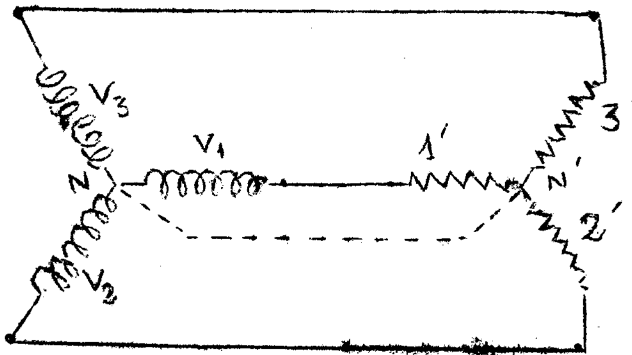


Figure I.6

On peut donc donner un point commun aux trois impédances, soit N' (fig. I.6) qu'il sera inutile de relier au point commun N du générateur, puisque le conducteur correspondant ne conduira aucun courant.

N et N' s'appellent "<u>points neutres</u>" et le conducteur N N' supprimé : "conducteur de neutre" ou tout simplement "<u>neutre</u>". Il suffit donc d'utiliser 3 conducteurs. Les connexions 11' 22' et 33' s'appellent <u>conducteurs de phase</u> ou en abrégé : <u>phases.</u>

I.I.2.1 - <u>Relation de tensions.</u>

Les tensions v_1, v_2, v_3 s'appellent : tensions simples ou étoilées ou encore : tensions entre phase et neutre.

Les tensions efficaces U_{12}, U_{23} et U_{31} s'appellent : tensions composées, ou encore : tensions entre phases. On voit facilement sur la fig. I.7 que

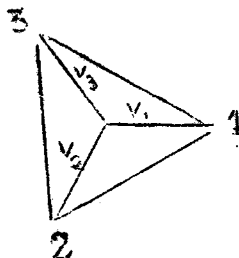


Figure I.7

$$U_{12} = U_{23} = U_{31} = V\sqrt{3}$$

en désignant par V la valeur efficace commune des tensions simples. La tension efficace entre phase se désigne par U

$$\boxed{U = V\sqrt{3}}$$

D'autre part on voit aussi qu'il existe un déphasage de $\frac{\pi}{2}$ entre chaque tension de phase et la tension composée des 2 autres phases :

$$V_1 \perp U_{23} \qquad V_2 \perp U_{31} \qquad V_3 \perp U_{12}$$

I.1.2.2 - Relations de courants.

Les courants dans les fils de ligne sont évidemment les mêmes que ceux dans les enroulements du générateur.

I.1.2.3 - Valeur de la puissance.

La puissance totale transmise est la somme des puissances transmises par chacune des trois phases.

En valeur instantanée on a :

$$p = p_1 + p_2 + p_3 = v_1\, i_1 + v_2\, i_2 + v_3 i_3$$

où, en explicitant les courants et tensions :

$$p_1 = V_M\, I_M \cos \omega t \quad \cos(\omega t - \varphi) = V\, I \left[\cos \varphi + \cos(2\omega t - \varphi)\right]$$

$$p_2 = V_M\, I_M \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) = V\, I \left[\cos \varphi + \cos\left(2\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right)\right]$$

$$p_3 = V_M\, I_M \cos \left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \cos\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right) = V I \left[\cos \varphi + \cos\left(2\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right)\right]$$

puisque

$$V_M\, I_M = V\sqrt{2} \quad I\sqrt{2} = 2\, VI$$

La somme des termes en $2\,\omega t$ est identiquement nulle. Or ces termes représentent la puissance fluctuante. Donc : la puissance fluctuante d'un réseau triphasé équilibré est nulle et par conséquent la puissance instantanée constante.

Il reste :

$$P = 3\, V\, I \cos \varphi$$

dont la valeur moyenne est évidemment la même

$$P = 3\, VI \cos \varphi$$

or, comme

$$U = V\sqrt{3}$$

$$P = U\, I \sqrt{3} \cos \varphi$$

On démontrerait de même que la puissance réactive Q s'écrit :

$$Q = 3\ V\ I\ \sin\varphi = U\ I\sqrt{3}\ \sin\varphi$$

Remarque importante:

Il faut bien noter que dans ces formules φ représente le déphasage du courant sur la tension simple et non le déphasage entre I et U.

I.1.3 - Montage triangle.

La somme des trois tensions v_1, v_2, v_3 étant nulle à chaque instant, il est donc possible de constituer un triangle avec les vecteurs représentant ces trois tensions (fig. I.8). Les connexions électriques sont telles qu'une sortie

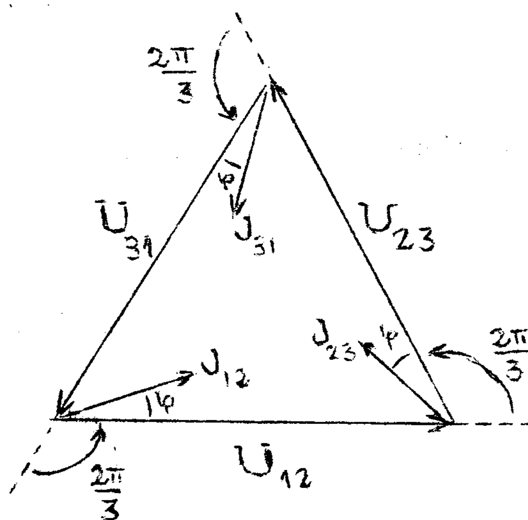


Figure I.8

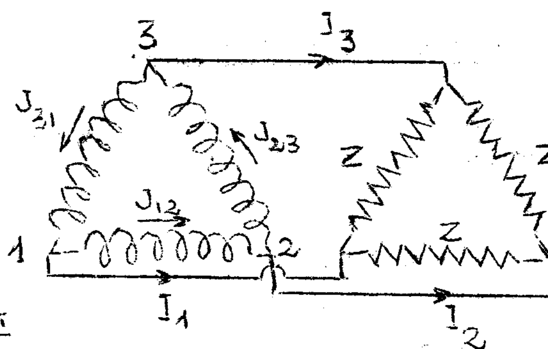


Figure I.9

de bobine se trouve reliée à l'entrée de la bobine suivante (fig. I.9) ; d'autre part chaque bobine de phase est reliée borne à borne aux trois impédances de charge Z.

I.I.3.1 - Relations de courants.

Désignons par $\overline{J}_{12}$, $\overline{J}_{23}$, $\overline{J}_{31}$ les courants dans les bobines du générateur, par $\overline{I}_1$, $\overline{I}_2$, $\overline{I}_3$ les courants de ligne. En écrivant en chaque sommet la loi des noeuds :

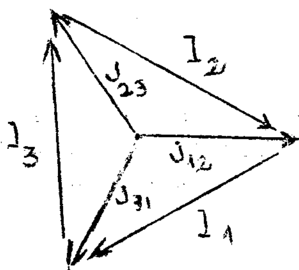


Figure I.10

$$\overline{I}_1 = \overline{J}_{31} - \overline{J}_{12}$$

$$\overline{I}_2 = \overline{J}_{12} - \overline{J}_{23}$$

$$\overline{I}_3 = \overline{J}_{23} - \overline{J}_{31}$$

Le diagramme vectoriel de la fig. I.10 montre que, si l'on désigne par I et J les valeurs efficaces des courants de ligne et d'enroulement on a :

$$\boxed{I = J\sqrt{3}}$$

I.1.3.2 - Relations de tensions.

Il est évident cette fois que les tensions d'enroulements et entre phases sont égales

$$U_{12} = U_{23} = U_{31} = U$$

I.1.3.3 - Valeur de la puissance.

On peut écrire en valeur instantanée :

$$p = u_{12}\, j_{12} + u_{23}\, j_{23} + u_{31}\, j_{31}$$

Chaque terme de cette somme représente la puissance instantanée fournie par chaque générateur monophasé :

$$u_{12}\, j_{12} = U_M\, J_M \cos \omega t \quad \cos(\omega t - \varphi)$$

$$u_{23}\, j_{23} = U_M\, J_M \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\cos\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$u_{31}\, j_{31} = U_M\, J_M \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)\cos\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right)$$

Comme dans le cas du montage étoile, on retrouvera donc encore que la puissance fluctuante est nulle et que la puissance active vaut :

$$P = 3\ U\ J\ \cos\varphi = U\ I\sqrt{3}\ \cos\varphi$$

On trouverait de même : $Q = 3\ V\ J\ \sin\varphi = U\ I\ \sqrt{3}\ \sin\varphi$

I.1.4 - Charge montée en triangle ou en étoile.

Nous avons supposé essentiellement dans tout ce qui précède que les 3 impédances Z constituant la charge étaient montées de la même façon que les 3 générateurs monophasés constituant le générateur triphasé. Mais les conclusions tirées ne seraient pas modifiées si le couplage du générateur et celui du récepteur étaient différents, puisque nous n'avons pas utilisé la nature du montage des impédances pour établir les formules précédentes.

Ces formules sont donc générales. Elles permettront de connaître tous les courants et toutes les tensions d'un montage triphasé à partir des grandeurs de ligne et réciproquement.

En résumé on peut exprimer les puissances :

- en fonction des grandeurs de ligne - tension entre phase et courant de ligne.

$$P = U\ I\sqrt{3}\ \cos\varphi \qquad Q = U\ I\sqrt{3}\ \sin\varphi \qquad S = U\ I\ \sqrt{3}$$

- en fonction des grandeurs de phase :
  - en étoile :

$$P = 3\ V\ I\ \cos\varphi \qquad Q = 3\ V\ I\ \sin\varphi \qquad S = 3\ V\ I$$

  - en triangle :

$$P = 3\ U\ J\ \cos\varphi \qquad Q = 3\ U\ I\ \sin\varphi \qquad S = 3\ U\ J$$

en notant bien que φ est le déphasage à l'intérieur d'une phase, c'est-à-dire le déphasage de I sur V ou de J sur U.

Enfin les relations entre tensions et courants de ligne et de phase s'écrivent :

$$I = J\sqrt{3} \qquad\qquad U = V\ \sqrt{3}$$

I.1.5 - Avantages du triphasé dans les transports d'énergie.

Nous pouvons dès lors tirer un des avantages des courants triphasés sur le monophasé en ce qui concerne le transport d'une même puissance apparente S sous la même tension U. Dans le cas du triphasé on a :

$$I = \frac{S}{U\ \sqrt{3}}$$

Si R est la résistance d'un conducteur, les pertes valent :

$$(\text{pertes})_{tri} = 3\ R\ I^2 = R\ \frac{S^2}{U^2}$$

En monophasé :

$I' = \frac{S}{U}$ et avec le même conducteur les pertes vaudraient :

$$(\text{pertes})_{mono} = 2\ RI'^2 = 2\ R\ \frac{S^2}{U^2}$$

Ces pertes seraient donc doubles des pertes en triphasé. Si, par contre nous nous placions dans l'hypothèse de l'égalité des pertes dans les deux transports, nous aurions besoin en monophasé d'une résistance 2 fois plus faible par conducteur, donc d'une section double;si p désigne le poids d'un conducteur en triphasé, le poids de la ligne triphasée serait 3p. Le poids de la ligne monophasée serait 2 x 2 p = 4 p. Il faudrait donc plus de cuivre pour la ligne monophasée malgré l'utilisation de 2 conducteurs seulement.

I.2 - SYSTEME TETRAPHASE.

Au lieu des 3 spires calées à 120° de la figure I.1, nous en utiliserons 4 disposées à $\pi/2$ et reliées à 8 bagues. Les tensions obtenues sont donc de la forme :

$$v_1 = V_M \cos \omega t$$

$$v_2 = V_M \cos\ (\omega t - \frac{\pi}{2})$$

$$v_3 = V_M \cos\ (\omega t - \pi) = -\ v_1$$

$$v_4 = V_M \cos\ (\omega t - \frac{3\pi}{2}) = -\ v_2$$

Comme en triphasé, il est possible de réaliser un montage étoile (fig. I.11 et 12) ou polygone (fig. I.13 et 14).

Dans le cas du montage étoile, on trouve que la tension composée (U_{12}, U_{23} etc.) vaut : fig. I.12

$$U = V\sqrt{2}$$

et entre phase opposée (U_{13} - U_{24})

$$U_{13} = U_{24} = 2\ V$$

les courants d'enroulement ou de ligne étant lesmêmes. On voit facilement que le courant de neutre est nul (système équilibré de courants).
Dans le cas du montage polygone, on trouve de même,que la tension entre phases vaut V ou $V\ \sqrt{2}$.

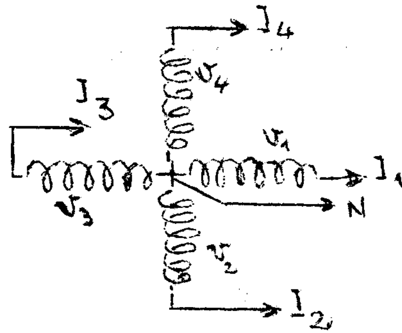


Figure I.11

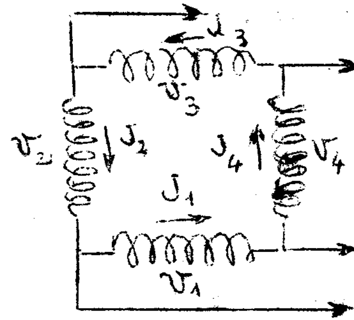


Figure I.13

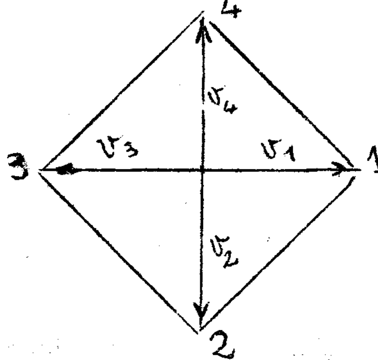
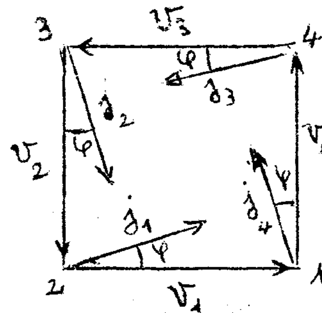


Figure I.12



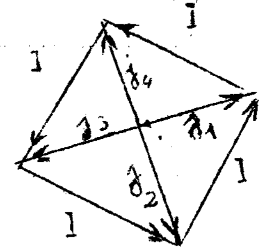


Figure I.14

Par contre les courants de ligne ont pour valeur :

$$I = J\sqrt{2}$$

On trouve également que le déphasage, entre tensions simple et composée, est égal à $\pm \frac{\pi}{4}$, et on montrerait de même que la puissance fluctuante étant nulle, la puissance moyenne est constante et égale à la puissance active :

$$P = 4\ VI \cos\varphi$$

soit quatre fois la puissance mesurée sur une phase.

I.3 - SYSTEME DIPHASE OU BIPHASE.

On donne ce nom à un mode particulier de montage d'un système tétraphasé. Nous avons trouvépour les valeurs instantanées des quatre tensions tétraphasées :

$$v_3 = -\ v_1 \qquad\qquad v_4 = -\ v_2$$

Si nous réunissons la sortie de la phase 1 à l'entrée de la phase 3 et de même sortie et entrée des phases 2 et 4, nous trouvons entre les extrémités des 2 enroulements ainsi constitués :

$$w_1 = 2\ v_1 \qquad\qquad w_2 = 2\ v_2$$

Ces deux tensions sont en quadrature, et nous pouvons leur donner un point commun (fig.I.15 et 16) ;

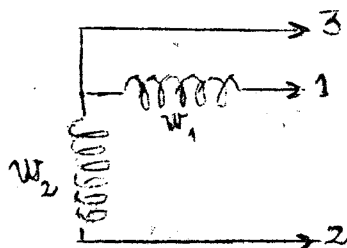


Figure I.15

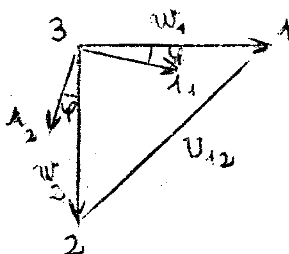


Figure I.16

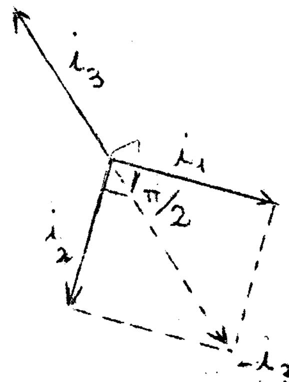


Figure I.17

mais le courant dans le conducteur 3 ne sera pas nul . Ce n'est donc pas un neutre (figure I.17).

$$\bar{i}_3 = -(\bar{i}_1 + \bar{i}_2)$$

$$|I_3| = |I_1| \sqrt{2}$$

L'intérêt de ce type de distribution, jadis très répandu, est de ne nécessiter en tétraphasé que 3 conducteurs au lieu de 4. Mais le 3° conducteur doit avoir une section $\sqrt{2}$ fois plus élevée que les deux autres.

I.4 - GENERALISATION AUX SYSTEMES A NOMBRE DE PHASES QUELCONQUE.

I.4.1 - Définition.

Considérons un système composé de **q** tensions monophasées, déphasées les unes par rapport aux autres de $2\pi/q$:

$$e_1 = E_m \cos \omega t$$

$$e_2 = E_m \cos (\omega t - 2\pi/q)$$

$$e_3 = E_m \cos (\omega t - 2.\, 2\pi/q)$$

....

$$e_q = E_m \cos (\omega t - (q-1)2\pi/q)$$

Ces tensions ont toutes même amplitude et sont déphasées entre elles de $2\pi/q$. Leur résultante est nulle et il est possible de les grouper soit en étoile soit en polygone. (fig.1.18).

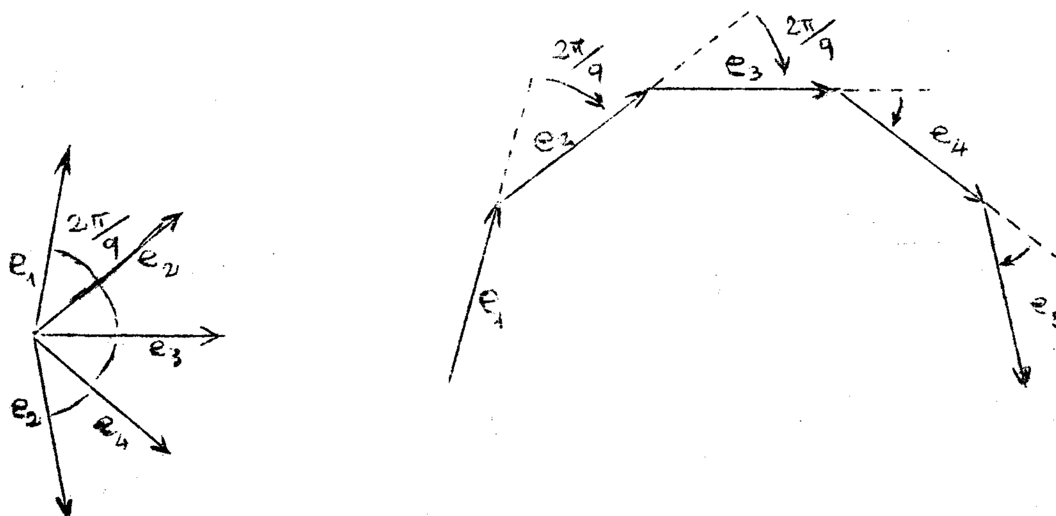


Figure I.18

Nous retrouverons avec q = 3 le système triphasé ; q = 4 le système tétraphasé.

Le système pentaphasé (q = 5) est inusité malgré certains avantages pour la construction des moteurs.

Par contre les systèmes hexaphasés (q = 6) et dodécaphasés (q = 12) sont très employés dans le montage des redresseurs de grande puissance.

1.4.2 - Systèmes directs et inverses - ordre d'un système.

Nous avons supposé que chaque phase du système polyphasé était en retard de $2\pi/q$ sur celle qui la précède. Mais il est bien évident que l'ordre ainsi choisi est arbitraire ; nous aurions pu tout aussi bien supposer que chaque phase était en avance de $2\pi/q$ sur la précédente. Il importe donc de définir l'ordre de succession des phases.

Un système polyphasé est dit de sens direct si, en tournant dans le sens des aiguilles d'une montre, nous rencontrons les phases dans leur ordre numérique. Dans le cas contraire le système sera dit inverse.

D'autre part, si partant de la phase 1, on franchit un intervalle angulaire $(2\pi/q)$ pour rencontrer la phase 2, le système est dit du premier ordre.

Si, partant de la phase 1, on franchit deux intervalles angulaires $(2 \cdot 2\pi/q)$ pour rencontrer la phase 2, le système sera dit d'ordre 2.

D'une façon générale si, pour rencontrer le vecteur n + 1 en partant du vecteur n, il nous faut franchir m intervalles angulaires $(m. 2\pi/q)$, le système est dit d'ordre m .

Ces définitions s'appliquent aussi bien au couplage étoile qu'au couplage polygonal .

Exemples :

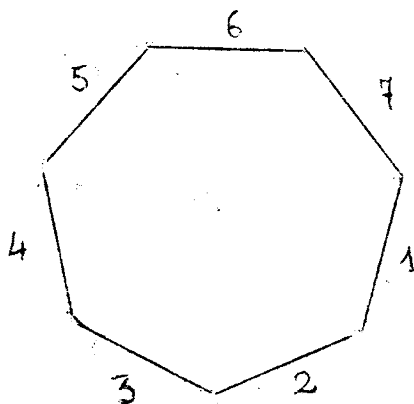


Figure I.19

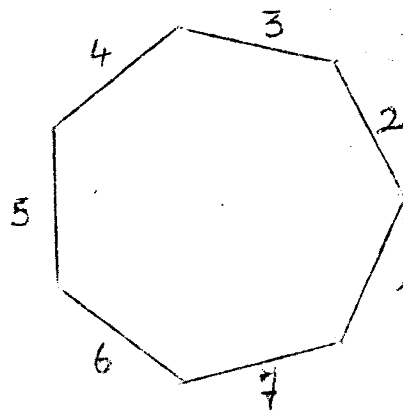


Figure I.20

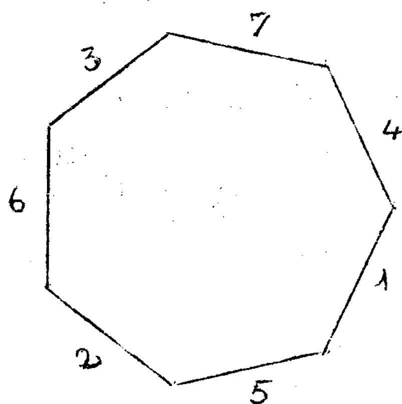


Figure I.21

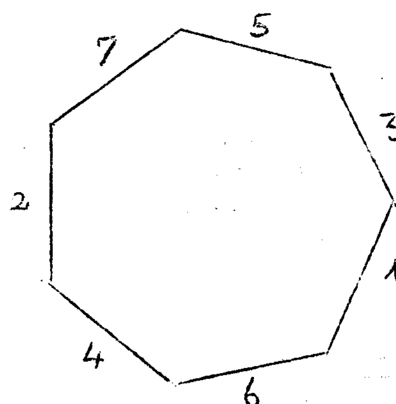


Figure I.22

Le système de la figure I.19 est un système direct d'ordre 1.
Le système de la figure I.20 est un système inverse d'ordre 1.
Le système de la figure I. 21 est un système direct d'ordre 2.
Le système de la figure I.22 est un système direct d'ordre 3.

Remarquons qu'on peut considérer aussi tous ces systèmes dans l'autre sens, en modifiant leur ordre. Ainsi le système de la figure I.19 peut être considéré comme inverse d'ordre 6 et celui de la figure I.20 comme direct d'ordre 6. De même le système de la figure I.22 peut être considéré comme un système inverse d'ordre 4.

D'une façon générale, un système q phasé direct d'ordre m peut être considéré comme un système inverse d'ordre q - m.

Dans le cas usuel du triphasé, nous n'aurons donc à considérer que des systèmes directs ou inverses mais toujours du premier ordre.

I.4.3. - Relations de tensions courants et puissance dans les systèmes polyphasés.

Montage étoile:

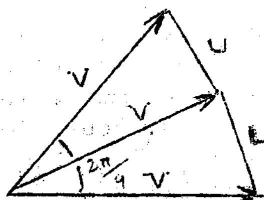


figure I.23

Comme en triphasé, les courants de ligne et de phase sont égaux : I = J.

Les tensions composées (ou entre phases) s'expriment facilement en fonction des tensions simples ou étoilées. Sur la fig. I.23, on trouve :

$$U = 2\ V \sin \pi / q$$

Montage polygonal:

Cette fois-ci, tensions entre phase et tensions de phase, sont égales.

On trouverait de la même façon qu'en triphasé

$$I = 2\ J \sin \pi / q$$

On remarquera que le système des tensions composées est de même sens et de même ordre que le système des tensions simples. Il en va de même pour les courants.

Valeur des puissances.

Comme en triphasé, la puissance instantanée s'écrit :

$$p = e_1 j_1 + e_2 j_2 + \dots + e_q j_q$$

En explicitant les e et j, nous trouverons :

$$p = \sum_{n=0}^{n=q-1} V_M I_M \cos(\omega t - n \,.\, 2\pi/q) \cos(\omega t - \varphi - n \,.\, 2\pi/q)$$

$$p = q\ VI \cos\varphi + \sum_{n=0}^{n=q-1} VI \cos\left(2(\omega t - n \,.\, 2\pi/q) - \varphi\right)$$

Cette dernière somme étant nulle, nous retrouverons que, dans un système polyphasé :

- la puissance fluctuante est nulle et par conséquent :

  - la puissance instantanée est constante,
  - la puissance active est égale à q fois la puissance active dans une phase.

I.4.4 - Impédance cyclique.

Considérons un générateur polyphasé débitant sur un réseau. Chacun des conducteurs de ce réseau possède une impédance propre, celle qu'il aurait s'il était seul. Mais en réalité, il est couplé magnétiquement et statiquement avec ses voisins. Nous supposerons que ces conducteurs sont disposés symétriquement, c'est-à-dire suivant les sommets d'un polygone régulier : ainsi les impédances mutuelles que chaque conducteur possède avec ses voisins sont identiques pour tous. Pour simplifier, nous appliquerons ces considérations au cas du triphasé, soit Z_{11}, Z_{22}, Z_{33} les impédances propres de chaque phase ; Z_{12}, Z_{23}, Z_{13} les impédances mutuelles des phases (fig.I.24); $\overline{V}_1, \overline{V}_2, \overline{V}_3$ les d.d.p entre les extrémités 11', 22' et 33' des 3 conducteurs. On peut écrire :

$$\left.\begin{aligned} \overline{V}_1 &= Z_{11}\,\overline{I}_1 + Z_{12}\,\overline{I}_2 + Z_{13}\,\overline{I}_3 \\ \overline{V}_2 &= Z_{12}\,\overline{I}_1 + Z_{22}\,\overline{I}_2 + Z_{23}\,\overline{I}_3 \\ \overline{V}_3 &= Z_{13}\,\overline{I}_1 + Z_{23}\,\overline{I}_2 + Z_{33}\,\overline{I}_3 \end{aligned}\right\} \quad (I)$$

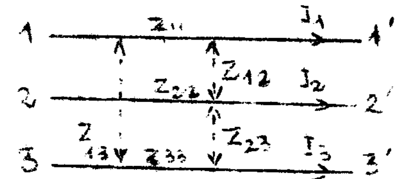


Fig I.24

Comme sous supposons le système symétrique :

$$Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} \quad (2) \qquad Z_{12} = Z_{13} = Z_{23} \quad (3)$$

$$|V_1| = |V_2| = |V_3|$$

D'autre part :

$$\overline{I}_1 + \overline{I}_2 + \overline{I}_3 = 0 \qquad (4)$$

d'où en substituant dans (1) et en tenant compte des relations (2) et (3), il vient :

$$\overline{V}_1 = \overline{I}_1\,(Z_{11} - Z_{12}) = Z_c\, I_1$$

$$\overline{V}_2 = \overline{I}_2\,(Z_{11} - Z_{12}) = Z_c\, I_2$$

$$\overline{V}_3' = \overline{I}_3\,(Z_{11} - Z_{12}) = Z_c\, I_3$$

Tout se passe comme si chaque phase possédait une impédance propre Z_c et pas d'impédance mutuelle avec les autres conducteurs. Z_c s'appelle <u>impédance cyclique</u> du réseau.

Dans le cas usuel où les capacités entre conducteurs sont négligeables, on ne tiendra compte que de la mutuelle entre phase, M. On trouve alors facilement, R et L désignant la résistance et l'inductance d'un con-ducteur :

$$Z_{11} = R + j\,L\omega$$

$$Z_{12} = j\,M\omega$$

$$Z_c = R + j\,(L - M)\,\omega = R + j\,L_c\,\omega$$

L_c représente <u>l'inductance cyclique</u> par phase.

En résumé, la notion d'impédance cyclique permet de ne considérer qu'un seul circuit indépendant des autres.

I.4.5 - Propriété des points neutres.

Si nous considérons un réseau équilibré et symétrique dont les générateurs et récepteurs sont couplés en étoile, nous avons vu que le courant circulant dans le conducteur de neutre est nul et peut donc être supprimé : tous les points neutres sont au même potentiel. Si on relie l'un de ces points au sol, tous les autres points neutres du réseau seront eux-mêmes au potentiel du sol.

Dans le cas où l'un des récepteurs (ou générateur) du réseau est couplé en polygone, nous pouvons toujours le remplacer par un récepteur (ou générateur) équivalent couplé en étoile (Théorème de Kennelly).

Pour simplifier, nous nous placerons encore une fois dans le cas du triphasé ; nous trouvons facilement que pour la même tension entre phase et le même courant, les impédances Z' constituant l'étoile (fig. I.25) doivent avoir un module $|Z'| = |Z|/3$. Les impédances Z' auront par ailleurs même argument que les impédances Z pour conserver la même puissance. Il sera donc toujours possible de remplacer un système triangle par un système étoile.

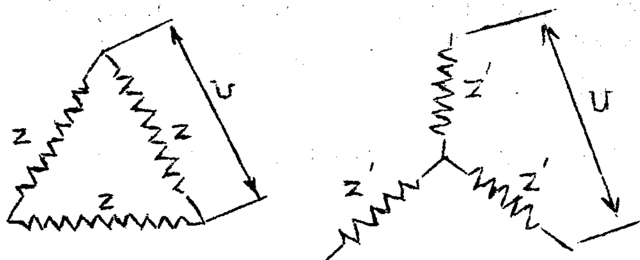


Figure I.25

Ainsi, un point neutre fictif peut être défini même pour un montage triangle (ou polygonal dans le cas général) : c'est le centre de ce triangle (ou de ce polygone) ; on peut donc parler aussi de tensions simples dans des montages.

I.4.6 - Application. Schéma monophasé équivalent.

Ce que nous venons de dire peut s'appliquer d'une façon générale à tout système polyphasé symétrique : on peut toujours remplacer le schéma polygonal par un schéma étoilé, définissant ainsi un point neutre fictif. Par ailleurs, la notion d'impédance cyclique énoncée ci-dessus montre que chaque phase du système étoile peut être considérée isolément comme constituant un système monophasé, à condition de remplacer les impédances de phase et de ligne du système par les impédances cycliques correspondantes. Le conducteur de retour de ce système monophasé sera constitué par le conducteur de neutre d'impédance nulle. Nous arrivons ainsi au schéma de la fig. I.26 b

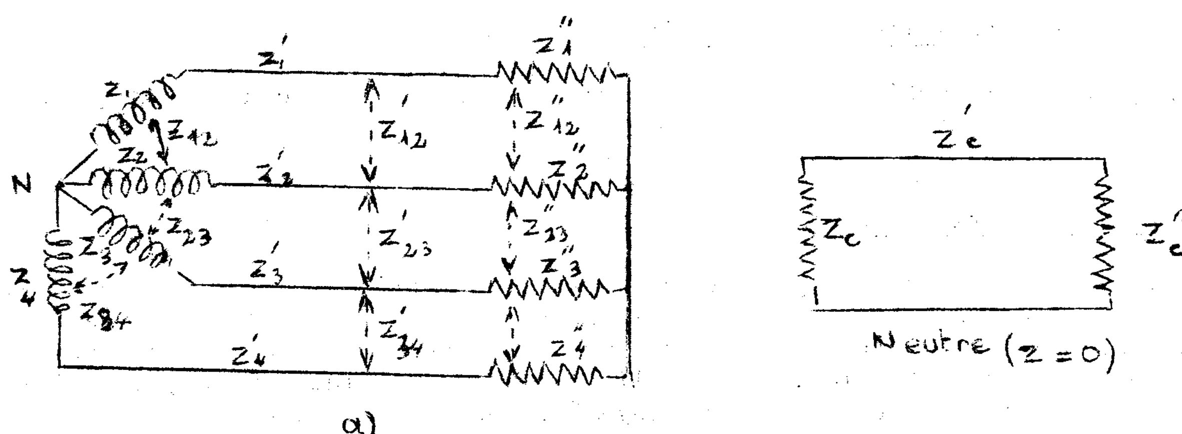


Figure I.26

équivalent monophasé du schéma de la fig. I.26a. Dans ce dernier schéma les Z_{12}, Z'_{12}, Z''_{12} etc.. représentent les impédances mutuelles entre enroulements, entre conducteurs de phase et impédances de charge; Z_c, Z'_c et Z''_c du réseau monophasé équivalent à une phase sont les impédances cycliques correspondantes. (Remarquons qu'en dehors des impédances mutuelles indiquées sur le schéma, il en existe d'autres non figurées pour alléger la figure: Z_{13} Z_{14} Z_{24} etc. et toutes les impédances de combinaison possibles).

En résumé, on pourra donc effectuer tous les calculs pour une phase dans le schéma monophasé ainsi défini.

I.5 - SYSTEMES POLYPHASES DESEQUILIBRES.

I.5.1 - Définition.

Nous avions supposé jusqu'ici que les q générateurs constituant les systèmes polyphasés avaient même tension aux bornes, que chacun débitait le même courant et la même puissance dans q impédances identiques : les systèmes ainsi envisagés étaient dits équilibrés. Il s'agit en fait d'un cas industriel très fréquent ; celà est vrai en particulier dans la plupart des moteurs et générateurs (alternateurs) utilisés couramment.

Mais si le système des tensions est en général sensiblement équilibré (formé de tensions de même amplitude régulièrement déphasées les unes par rapport aux autres), il n'en est bien souvent pas ainsi pour les courants, ni par conséquent pour les puissances. Par exemple l'E.D.F.alimente à partir de son réseau général triphasé des abonnés privés connectés en monophasé (entre une phase et le neutre) qui consomment un courant variable d'un instant à l'autre.

D'une façon générale, on dit qu'un réseau polyphasé est déséquilibré lorsque les tensions ou les courants qui le constituent, ont des amplitudes (ou ce qui revient au même des valeurs efficaces) différentes. Il y aurait encore déséquilibre si, bien que leurs amplitudes soient les mêmes, les vecteurs tensions ou courants n'étaient pas régulièrement déphasés les uns par rapport aux autres.

Enfin nous avions supposé jusqu'ici les systèmes symétriques ; il n'en sera désormais plus ainsi.

1.5.2 - Difficultés de l'étude des systèmes déséquilibrés.

Il résulte de ce qui précède que nous ne pouvons plus avoir recours au schéma monophasé équivalent, chaque courant de ligne ayant sa valeur propre. D'autre part, si le réseau est entièrement en montage étoile avec neutre relié, le courant dans le conducteur de neutre ne sera plus nul puisque nous aurons :

$$\overline{I}_1 + \overline{I}_2 + \overline{I}_3 = I_N \neq 0$$

L'étude devrait donc se faire phase par phase, en tenant compte de toutes les impédances mutuelles, ce qui devient presque inextricable dans les cas un peu compliqués.

Enfin le déphasage entre les vecteurs tensions et courant n'étant plus régulier et égal à $2\pi/q$, il n'est plus possible de définir le facteur de puissance d'un réseau déséquilibré.

Mais il est possible de revenir à la simplicité de l'étude des systèmes équilibrés grâce à l'artifice des composantes symétriques.

I.5.3 - Décomposition d'un système de vecteurs quelconques en composantes symétriques.

Il y a une infinité de façonsde décomposer un système de q vecteurs quelconques en q systèmes différents. En fait on utilise essentiellement la méthode de Fortescue dite méthode des composantes symétriques. Nous nous contenterons d'appliquer cette méthode à la décomposition d'un système quelconque de vecteurs triphasés

$$\overline{V}_1, \overline{V}_2, \overline{V}_3$$

Considérons l'opérateur correspondant à la rotation de $+\frac{2}{3}$:

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} = 1 \underline{\left| \frac{2\pi}{3} \right.}$$

Calculons a^2 et a^3

$$a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} = 1 \underline{\left| \frac{4\pi}{3} \right.}$$

$$a^3 = 1$$

D'où il résulte que :

$$1 + a + a^2 = 0 \qquad (5)$$

$$a + a^2 + a^3 = 0 \qquad (6)$$

La représentation géométrique de cette relation est donnée fig. I.27

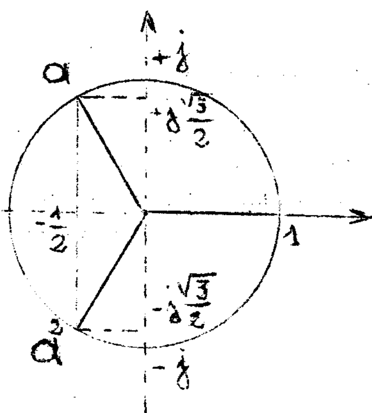


Figure I.27

Définissons 3 vecteurs tels que :

$$\left.\begin{aligned} \overline{V}_o &= \frac{1}{3}(\overline{V}_1 + \overline{V}_2 + \overline{V}_3) \\ \overline{V}_d &= \frac{1}{3}(\overline{V}_1 + a\overline{V}_2 + a^2\overline{V}_3) \\ \overline{V}_i &= \frac{1}{3}(\overline{V}_1 + a^2\overline{V}_2 + a\,\overline{V}_3) \end{aligned}\right\} \qquad (7)$$

Du système (7) on tire facilement les valeurs de

$\overline{V}_1$, $\overline{V}_2$, $\overline{V}_3$

$$\overline{V}_1 = \overline{V}_o + \overline{V}_d + \overline{V}_i$$

$$\overline{V}_2 = \overline{V}_o + a^2\,\overline{V}_d + a\,\overline{V}_i$$

$$\overline{V}_3 = \overline{V}_o + a\,\overline{V}_d + a^2\,\overline{V}_i$$

(Pour calculer $\overline{V}_1$ il suffit d'ajouter membre à membre les 3 relations (7). Pour $\overline{V}_2$, on multipliera $\overline{V}_o$ par a^2 et $\overline{V}_d$ par a et l'on ajoutera encore membre à membre à $\overline{V}_i$. Enfin $\overline{V}_3$ s'obtient de même par addition après multiplication de $\overline{V}_o$ par a^2 et de $\overline{V}_i$ par a . On tient compte de plus des relations (5) et (6).

Or on remarque que :

- les 3 vecteurs $\overline{V}_d$, $a^2\,\overline{V}_d$, $a\,\overline{V}_d$ forment un système triphasé équilibré direct d'ordre 1.
- les 3 vecteurs $\overline{V}_i$, $a\,\overline{V}_i$, $a^2\,\overrightarrow{V}_i$ forment un système triphasé équilibré inverse d'ordre 1.
- les 3 vecteurs $\overline{V}_o$, composantes de $\overline{V}_1$, $\overline{V}_2$, $\overline{V}_3$ ne constituent pas un système triphasé équilibré à proprement parler, puisque ces 3 vecteurs sont équipollents. Cependant on peut les considérer comme un système triphasé équilibré d'ordre 0 qui est appelé " composante homopolaire ".

On peut donc énoncer le théorème suivant :

> Tout système de 3 vecteurs peut être remplacé par la somme :
>
> - d'un système triphasé équilibré direct.
> - d'un système triphasé équilibré inverse.
> - d'un système homopolaire.

$\overline{V}_o$, $\overline{V}_d$ et $\overline{V}_i$ sont appelées les composantes symétriques de $\overline{V}_1$, $\overline{V}_2$, $\overline{V}_3$.

Il est possible d'établir la proposition précédente par voie géométrique. On peut d'ailleurs mesurer les composantes ci-dessus par des montages appropriés.

Conclusion.

Ce procédé de calcul permettra donc de se ramener dans tous les cas possibles à l'étude de systèmes équilibrés, en étudiant successivement chacun des trois systèmes constituant les composantes symétriques. On verra par la suite que le procédé est général et que l'on peut remplacer un système q phasé déséquilibré par la somme de (q - 1) systèmes équilibrés et d'un système homopolaire.

Enfin il devient possible de définir le facteur de puissance à partir de la puissance active et de la puissance apparente.

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}}$$

où P et Q se calculent à partir des composantes symétriques de P et de Q.

CHAPITRE II

GENERALITES SUR LES APPAREILS DE MESURE

UTILISES DANS LES ESSAIS EN COURANT ALTERNATIF

CIRCUITS DE CHARGE ET DE REGLAGE

II.1 - AMPEREMETRES ET VOLTMETRES.

II.1.1 - Appareils ferro-magnétiques.

Ce sont les plus employés en mesure industrielle.

Ces appareils mesurent la valeur efficace quelle que soit la forme d'onde, à condition que des harmoniques intenses ne tombent pas en dehors de la gamme de fréquence de l'appareil. Or celle-ci s'étend couramment de 25 à 300 Hz (et même plus dans certains cas, notamment en ce qui concerne les ampèremètres). Il n'y a donc aucune difficulté aux essais à fréquence industrielle, sauf peut être dans certainesmesures sur les redresseurs de courant.

Ce sont des appareils robustes, fidèles, supportant des surcharges permanentes de 50% sans dommages. Des surcharges rapides de 100 ou 200% n'ont que des effets mécaniques sans influence sur la précision (torsion de l'aiguille). Ils sont relativement peu coûteux.

La classe de précision, couramment 0,5,peut atteindre 0,2. Sa consommation d'un ampèremètre est de 1 à 2 VA. Celle d'un voltmètre est de l'ordre de 20 à 30 mA (sauf pour les calibres en dessous de 30 volts où elle est beaucoup plus élevée).

Les calibres ne dépassent pas 50 A et 600 volts. Au-delà de 1 0A, on préfère utiliser un transformateur de courant (voir ci-après II.3.1) associé à un ampèremètre 5A. De même, au-delà de 600 volts, on se sert d'un transformateur de potentiel associé à un voltmètre 150 volts (voir II.3.2).

II.1.2 - Appareils magnéto-électriques à redresseurs.

Ces appareils mesurent la valeur moyenne de la grandeur, quelle que soit la forme d'onde. Mais ils sont gradués en valeur efficace en régime sinusoïdal. Il en résulte que si la grandeur mesurée est fortement déformée, l'étalonnage en valeur efficace n'est plus valable.

Il faudra donc passer de l'échelle "valeur efficace" à l'échelle "valeur moyenne", toujours valable, en divisant par 1,11 les valeurs efficaces lues.

Remarque.

La correction à faire sur la valeur efficace lue pour obtenir la valeur efficace réelle est difficile à définir ; elle est en effet fonction du rang de l'harmonique, de son amplitude et de sa phase. A titre d'indication, un harmonique 3 d'amplitude égale au 1/4 du fondamental conduit à une erreur variable de l'ordre de 5 à 10%, positive ou négative, suivant son déphasage sur la fondamentale.

On utilise surtout les voltmètres, intéressants du fait de leur faible consommation (moins de 1 mA). Ils permettent des mesures jusqu'à quelques KHz. Leur classe de précision dépasse très rarement 1,5. Ils sont assez sensibles aux surcharges et au vieillissement (l'appareil tend à retarder). On les emploiera pour les essais des très petites machines où la consommation des appareils ferromagnétiques risquerait d'être prohibitive surtout pour les calibres inférieurs à 30 V.

II.1.3 - Appareils à thermo-couple.

Du fait de leur principe, ces appareils mesurent la valeur efficace quelle que soit la forme d'onde. On les utilisera de préférence aux appareils ferro-magnétiques lorsque le courant à mesurer comprendra des harmoniques de rang élevé qui risqueraient, avec ces derniers, de donner une lecture erronée. Ils sont en général de classe 1 ou 1,5 et sont très sensibles aux surcharges (risques de destruction ou d'altération du thermocouple pour des surcharges, même brèves, de l'ordre de 50 %.)

II.I.4 - Appareils électrodynamiques.

Ils mesurent également les grandeurs efficaces, sensiblement dans la même gamme de fréquences que les appareils ferro-magnétiques. Ils sont plus fragiles que ces derniers et beaucoup plus coûteux. C'est pourquoi ils sont peu employés en électrotechnique sauf pour des mesures de grande précision, en général du domaine du laboratoire d'étalonnage et non de celui des plateformes d'essais (appareils classe 0,1 ou 0,2). Ils sont sensibles aux champs extérieurs de même fréquence que le courant mesuré. La consommation est supérieure à celle des appareils ferromagnétiques.

II.2 - WATTMETRE ELECTRODYNAMIQUE.

C'est pratiquement le seul type de wattmètre utilisé en plateforme. Il convient en général jusqu'à des fréquences de 500 Hz ; la classe de précision est couramment 0,5 ou 0,2. Il est sensible aux champs extérieurs de même fréquence que celle des courants mesurés (comme les voltmètres et les ampèremètres du même type). Cette sensibilité est très réduite dans le cas des appareils modernes dont les équipages sont blindés magnétiquement ou bien astatiques.

Les calibres courant et tension sont analogues à ceux des voltmètres et ampèremètres ferro-magnétiques.

Erreur aux faibles cos φ .

On montre (cf. Cours de mesure de 2° année E) que dans un wattmètre de modèle courant, une erreur pouvant être importante apparaît si le cos φ est petit. Cette erreur est due à ce que le courant traversant le circuit tension n'est pas rigoureusement en phase avec la tension à ses bornes : il existe un déphasage α tel que :

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{L\omega}{R}$$

R désignant la résistance, L l'inductance du circuit tension, et ω la pulsation. Cette erreur a pour valeur en % :

$$\varepsilon\% = 100 \operatorname{tg} \alpha \operatorname{tg} \varphi = 100 \frac{L\omega}{R} \operatorname{tg} \varphi$$

On voit qu'elle augmente si le calibre tension diminue, puisque R décroit. La valeur de L/R est indiquée en général sur le wattmètre. Cette erreur peut atteindre quelques % aux cos φ voisins de 0 ,1 (cas des essais à vide des transformateurs et des moteurs asynchrones). Dans certains wattmètres dits "compensés" cette erreur se trouve annulée ; ce sont des appareils coûteux, en général de classe 0,2. En triphasé, avec la méthode des deux wattmètres, cette erreur n'intervient que pour φ voisin de $\pm\frac{\pi}{6}$ (voir page 39).

Remarque importante.

Puisqu'il mesure le produit U I cos φ , le wattmètre peut avoir l'un ou l'autre de ses circuits fortement surchargé sans que sa déviation soit importante si le cos φ est faible. Pour cette raison, il sera bon de toujours lui adjoindre un ampèremètre et un voltmètre, appareils qui de plus nous permettront de calculer le cos φ (voir chapitre III).

Les surcharges admissibles sur un wattmètre sont de l'ordre de 25% en régime permanent pour les deux circuits. Le circuit courant peut supporter deux fois le courant nominal pendant le temps d'une prise de point.

II.3 - EMPLOI DE TRANSFORMATEURS DE MESURE.

II.3.1 - Transformateurs de courant.

Le calibre courant d'un wattmètre ne dépasse pas 10A en général et le plus souvent il est normalisé à 5 A. Il en va de même pour l'ampèremètre. On fait alors appel à un transformateur de courant, appelé aussi transformateur d'intensité (TC ou TI en abrégé) appareil qui permet également d'isoler les appareils de mesure des autres conducteurs dans le cas d'essais sur circuit haute tension; c'est un transformateur parfait pour lequel on a pratiquement (à 10^{-3} près).

$$n_1 \overline{I}_1 = - n_2 \overline{I}_2 \qquad (1)$$

où n_1 et n_2, I_1 et I_2 représentent respectivement les nombres de spires et les courants primaires et secondaires. Le rapport n_1/n_2 sera constant, bien connu et choisi entier : 2, 5, 10 etc.

Le secondaire doit toujours être maintenu fermé sur une très faible impédance (celle de l'ampèremètre et du circuit courant du wattmètre) ou en court-circuit. En effet, dans le circuit magnétique du transformateur de courant, on peut écrire :

$$\mathcal{E} = \mathcal{R} \Phi$$

$\mathcal{R}$ désignant la réluctance de ce circuit, Φ le flux qui y circule, $\mathcal{E}$ la force magnétomotrice totale due aux enroulements, c'est-à-dire ici :

$$\mathcal{E} = n_1 \overline{I}_1 + n_2 \overline{I}_2 = \mathcal{R} \overline{\Phi} \quad \text{(voir chap. V.2.3)}$$

Or, l'étude théorique d'un transformateur de courant montre que $\mathcal{R}$ doit être très faible, presque nul. Donc :

$$n_1 \overline{I}_1 + n_2 \overline{I}_2 \simeq 0$$

ce qui démontre la relation (1). Mais n_1 et n_2 sont positifs, donc $\overline{I}_2$ et $\overline{I}_1$, sont en opposition de phase. Autrement dit les ampères-tours primaires $n_1 \overline{I}_1$ sont équilibrés par les ampères-tours secondaires $n_2 I_2$. Si donc I_2 devient faible (impédance élevée au secondaire) ou nul (circuit secondaire ouvert) on a uniquement :

$$n_1 \overline{I}_1 = \mathcal{R} \Phi'$$

Le courant I_1 étant imposé, puisqu'il s'agit du courant à mesurer, Φ' peut prendre une valeur très élevée et il existe alors une force électromotrice au secondaire qui peut être dangereuse dans le cas de gros transformateurs de courant.

D'autre part, pour les mesures de puissance, il est indispensable que le transformateur de courant n'apporte aucun déphasage parasite φ entre les courants primaire et secondaire , sinon le wattmètre mesurerait U I cos ($\varphi + \Delta\varphi$) , φ pouvant être positif ou négatif.

Finalement, on définit un transformateur de courant par son <u>rapport de transformation</u> ou son courant primaire (nous avons dit que le secondaire était souvent prévu pour 5 A), sa <u>classe de précision</u> (en général 0,1 - 0,2 ou 0,5) et sa <u>puissance de précision</u>.

Cette dernière représente en volts-ampères la consommation maximale des appareils que l'on peut connecter au secondaire pour que le T.C. reste dans sa classe de précision.

Exemple : Transformateurs de courant J.B.C de la compagnie des Compteurs.

Classe de précision 0,2 pour une puissance de précision de 5 V.A. Si la consommation des appareils connectés au secondaire dépasse 5 V.A, la classe de précision devient moins bonne (classe 0,5 à 15 V.A.).

Voici, extrait de la norme française C 42 - 502, les limites des erreurs sur le rapport de transformation et de déphasage pour les transformateurs de courant utilisés en mesures électriques (classes 0,1 et 0,2) (fig. II.1 et 2).

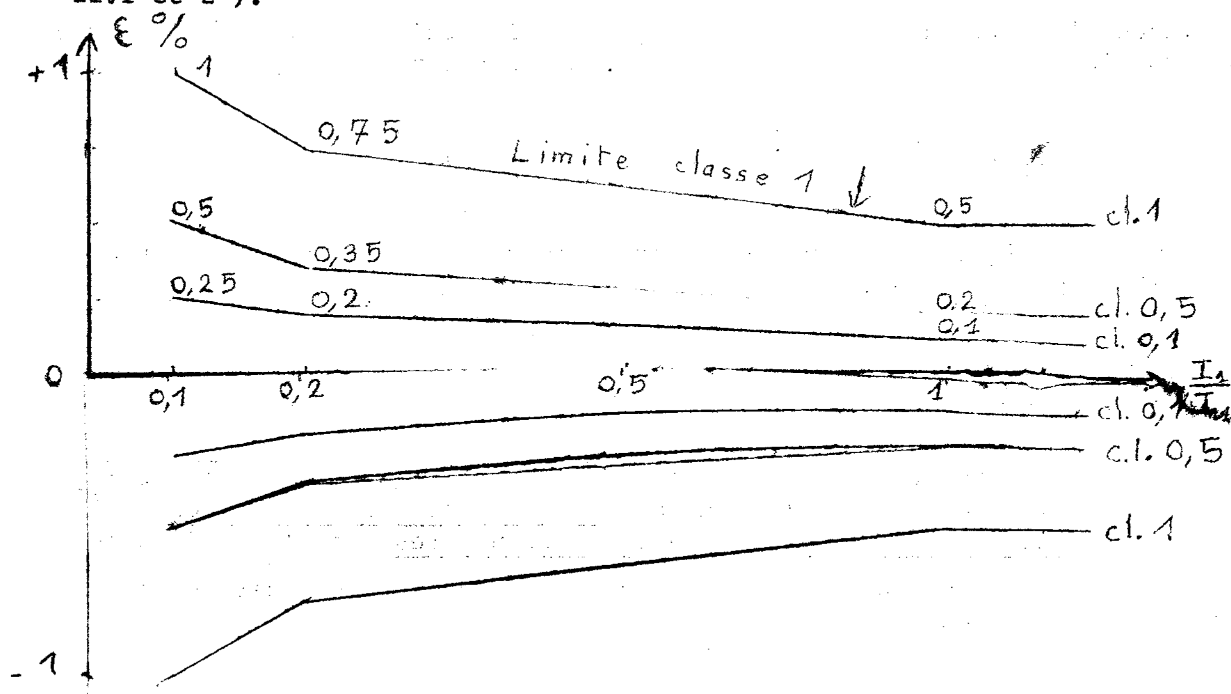


Figure II.1 - Erreurs ε en % sur le rapport de transformation en fonction de l'intensité primaire.

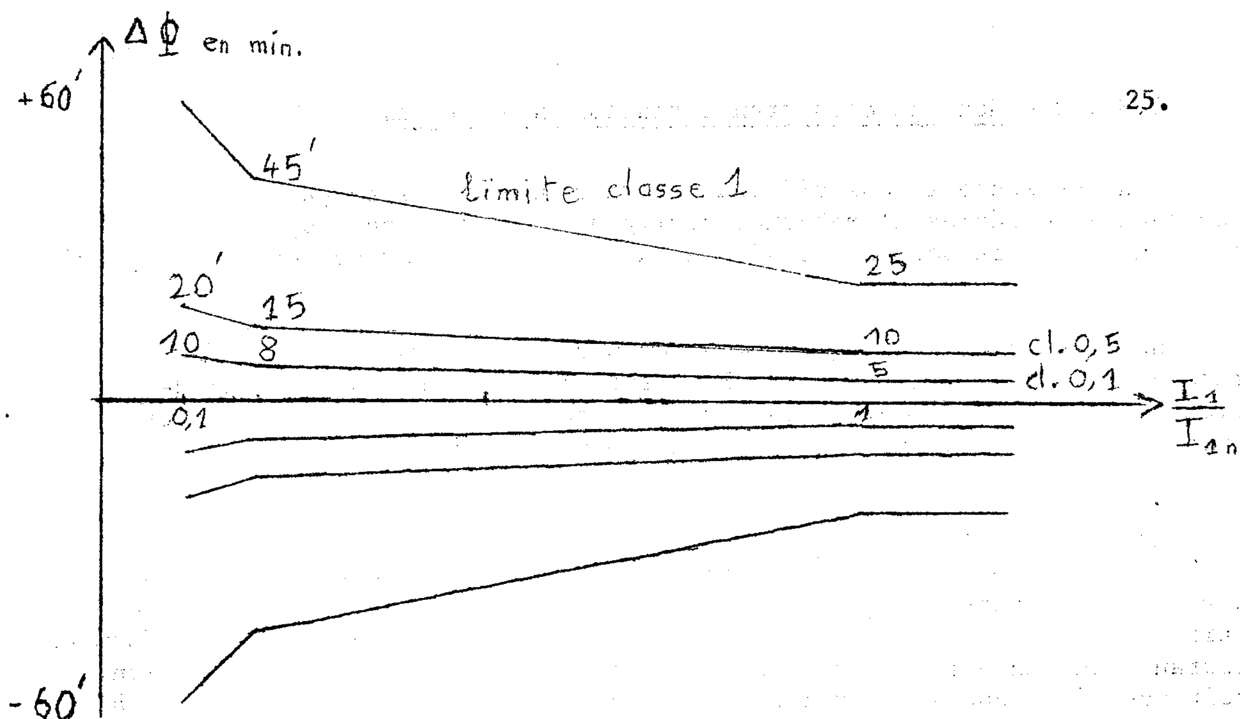


Figure II.2 - Erreurs $\Delta\phi$ en minutes sur le déphasage en fonction de l'intensité primaire ($\phi = \pi \pm \varepsilon$).

Les transformateurs du commerce donnent en général des erreurs nettement à l'intérieur de ces tolérances.

II.3.1.1 - Transformateurs à primaire non bobinés - transformateurs pince.

Pour les intensités élevées, on ne bobine en général pas le primaire : celui-ci ne comporterait en effet que quelques spires de grosse section. C'est le cas notamment des transformateurs de courant utilisés en laboratoire pour les intensités supérieures à quelques dizaines d'ampères.

Le primaire est alors constitué en passant un certain nombre de fois dans une ouverture prévue à l'intérieur du transformateur, le conducteur où circule l'intensité à mesurer. Ainsi pour un TC comportant 120 spires secondaires, pour $I_2 = 5$ A, nous avons 600 A.t. Il suffira donc de passer 6 fois le câble par l'ouverture prévue pour obtenir un calibre 100 A. Le calibre 600A sera obtenu en passant le câble une seule fois. Il suffit de faire traverser le T.C. par le câble.

Le transformateur-pince est tout à fait analogue à ce dernier cas ; mais le circuit magnétique torique du transformateur s'ouvre en 2 parties pour permettre d'effectuer des mesures sur des circuits sans les ouvrir (mesure sur des installations existantes). Il est à noter que ce type d'appareil, très commode d'emploi , est d'une précision très réduite et ne doit pas être utilisé pour les mesures de puissance et de cos φ du fait de l'erreur importante introduite sur le déphasage.

II.3.1.2 - Montage d'un transformateur de courant.

Il ne présente aucune difficulté. Mais on n'oubliera pas d'équiper le secondaire de câbles d'impédance négligeable pour ne pas augmenter la puissance fournie par le transformateur et réduire par conséquent sa précision

Une section de 2mm^2 est un minimum pour les circuits courts (de l'ordre de 1 m). Au-delà de cette longueur, il ne faut pas utiliser de section inférieure à 5 mm^2. Ne pas employer non plus de fusibles sur les circuits secondaires pour éviter un fonctionnement "à vide".

Dans le cas d'emploi sur circuit haute tension, il existe une borne "masse" reliée au circuit magnétique du transformateur. Cette borne sera reliée à la terre, ainsi qu'une des bornes du secondaire, par l'intermédiaire d'un cable de 5mm^2 de section minimale. Dans ce cas, le tran-sformateur de courant joue en effet un rôle d'isolement vis-à-vis de la haute tension. Il doit donc être choisi pour une tension de service supérieure ou égale à la tension du fil de phase par rapport au sol.

II.3.2 - Transformateurs de potentiel.

Appelés aussi transformateurs de tension (en abrégé TP ou TT) ils jouent un rôle analogue aux transformateurs de courant. Les calibres "tension" des appareils de mesure ne dépassent pas 500 à 600 volts en général. On utilise donc un transformateur dont le secondaire est prévu pour une tension nominale (normalisée) de 100 volts, associé à des appareils calibre 120 ou 150 volts. Cette solution est très préférable du point de vue sécurité à celle d'une résistance série qui, de plus, dissiperait une puissance importante (les voltmètres et circuits tension de wattmètre consomment 15 à 30 mA : sous 10 kV ; cela représenterait 150 à 300 watts, c'est à dire des caisses de résistance additionnelles encombrantes).

Le rapport des tensions primaire et secondaire est constant et égal au rapport du nombre de spires des deux enroulements, comme pour les transformateurs de courant, et pour les mêmes raisons, l'erreur sur le déphasage doit être faible. On définit la classe de précision et la puissance de précision de la même manière que pour les transformateurs de courant.

Il faut noter que contrairement à ces derniers, le secondaire doit toujours débiter sur une impédance élevée ; un court-circuit sur le secondaire se traduit par un court-circuit sur le primaire, qui est en général protégé par des fusibles haute tension spéciaux (microfusibles). Il est judicieux d'utiliser également des fusibles au secondaire.

D'autre part, certains transformateurs de potentiel sont destinés à être connectés entre phase et neutre : une seule des bornes est prévue à haut isolement et doit être connectée à la phase ; l'autre, la borne de neutre est à isolement réduit (le potentiel du neutre est toujours faible par rapport à la terre). Les transformateurs destinés à être connectés entre deux phases ont leurs deux bornes primaires à haut isolement.

De toutes manières, comme pour les transformateurs de courant utilisés sur un réseau haute tension, la masse du transformateur (borne spéciale prévue par le constructeur)et une borne du secondaire, doivent être reliées à la terre par un câble d'au moins 5 mm^2 de section.

Voici un schéma de montage (fig. II.3) utilisant un TC et un TP associés à un voltmètre, un ampèremètre et un wattmètre.

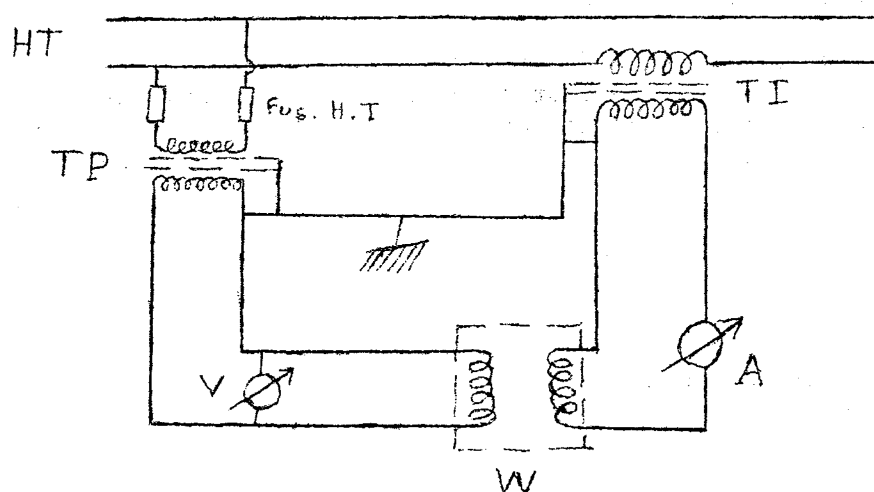


Figure II.3

Enfin nous donnons, comme pour les transformateurs de courant, les limites de classe pour les transformateurs de potentiel de classe 0,1 - 0,2 et 0,5 (d'après la norme C42 - 501). Ces valeurs sont admissibles pour une tension primaire comprise entre 0,8 et 1,2 fois la tension nominale U_n, à l'exception des transformateurs destinés à être connectés entre phase dont la tension primaire doit pouvoir descendre à 0,45 U_n sans pour cela altérer la précision. Cette dernière clause permet la mesure de la tension simple d'un réseau triphasé avec un transformateur prévu pour la tension composée ($V = U/\sqrt{3}$; $0{,}45 \simeq 0{,}8 / \sqrt{3}$).

Classe	ε % sur le rapport	$\Delta\phi$ en minutes
0,1	0,1	5
0,2	0,2	10
0,5	0,5	20

II.3.3 - Calcul de l'erreur produite par les transformateurs de mesure.

Lorsqu'il s'agit seulement de mesuresde tensions et de courants, les courbes données pour les T.C fig. II.2 et le tableau précédent pour les T.P donnent les erreurs maximales en %. Eventuellement, les courbes livrées que le constructeur des appareils considérés fournissent une valeur plus approchée de ces erreurs avec leur signe.

Par contre, l'emploi des transformateurs de mesure pour la mesure des puissances entraîne une erreur à la fois sur le module et sur l'argument des courants et tensions. La correction de l'erreur sur le module de U et I s'effectue comme indiqué ci-dessus. L'erreur sur l'argument nécessite plus d'attention.

La puissance à mesurer s'écrit :

$$P = U_1 \, I_1 \cos \varphi$$

Les transformateurs de mesure donnent :

$$U_1 = K_U \, U_2 \qquad I_1 = K_I \, I_2$$

D'autre part, si l'on désigne par α l'erreur globale apportée au déphasage vrai φ par les erreurs $\Delta \varphi_I$ et $\Delta \varphi_U$ sur le déphasage des transformateurs de mesure, on a :

$$\alpha = \Delta \varphi_I + \Delta \varphi_U \text{ (algébriquement)}$$

$$P' = K_U \, U_2 \, K_I \, I_2 \cos (\varphi - \alpha)$$

$$\text{et} \quad P = K_U \, U_2 \, K \, I_2 \cos \varphi$$

P' désignant la puissance mesurée (en supposant K_U et K_I exacts). L'erreur en % due au déphasage s'écrit :

$$\varepsilon \% = \frac{P - P'}{P} \times 100 = 100 \, \frac{\cos \varphi - \cos (\varphi - \alpha)}{\cos \varphi} = \left(1 - \frac{\cos \varphi \cos \alpha + \sin \varphi \sin \alpha}{\cos \varphi}\right) 100$$

$$\varepsilon \% = \left[1 - \cos \alpha + \operatorname{tg} \varphi \sin \alpha\right] 100$$

Or $\alpha < 1°$ donc $\cos \alpha \simeq 1$ $\sin \alpha \simeq \alpha$ en radians.

$$\varepsilon \% \simeq 100 \, \alpha \operatorname{tg} \varphi$$

Avec α en minutes, il vient :

$$\varepsilon \% \simeq 0{,}03 \, \alpha \operatorname{tg} \varphi \qquad \text{(formule de l'U.T.E).}$$

On voit que $\mathcal{E}$ croit très vite aux faibles valeurs du cos φ. En calculant 0,03 tg φ en fonction de cos φ, on obtient la courbe de la fig. II.4 donnant le coefficient A = 0,03 tg φ. L'erreur vaudra donc :

$$\mathcal{E}\% = A.\alpha$$

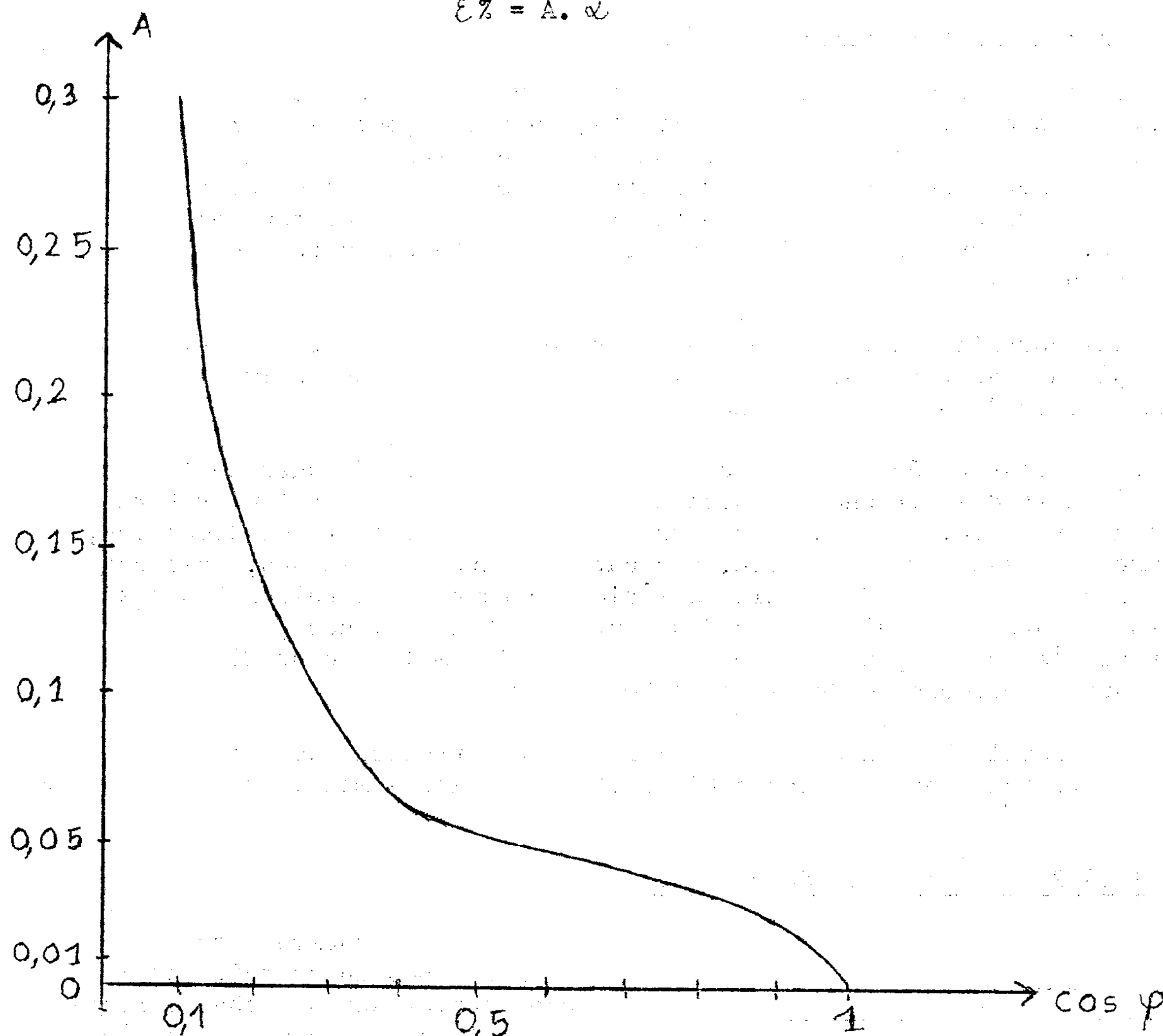


Figure II.4

Finalement l'erreur totale sur la mesure de P sera donnée en % par :

$$\frac{\Delta P}{P} = \frac{\Delta K_I}{KI} \% + \frac{\Delta K_U}{K_U} \% + A\alpha$$

On voit qu'à cos φ = 0,1 (cos φ d'un moteur asynchrone à vide ou d'un transformateur à vide) l'erreur atteindra facilement 6% avec des transformateurs de mesure de classe 0,2. L'erreur sur le rapport de transformation est négligeable dans ce cas (0,4%).

Remarque - Comme pour le wattmètre, cette erreur n'intervient plus en triphasé dans la méthode des deux wattmètres que pour φ voisin de $\pm \frac{\pi}{6}$ (voir page 39).

II.4 - CIRCUITS DE CHARGE ET DE REGLAGE.

Pour de nombreux essais, il est nécessaire de charger la machine par une impédance figurant son réseau normal de débit. On emploie des résistances et des inductances (exceptionnellement des capacités pour les essais, peu fréquents, à facteur de puissance en avance).

II.4.1 - Résistances de charge.

Ce sont surtout des résistances constituées par des toiles d'amiante tissées avec des fils résistants, ou bien pour les fortes intensités, des éléments en tôle découpée de maillechort ou d'acier inoxydable ("métal déployé"). Ces résistances sont mises en circuit par des interrupteurs permettant toutes les combinaisons de tension et de courant. On peut les considérer comme des résistances pures aux fréquences utilisées.

Dans certains cas, on emploie des rhéostats à liquide, constitués par des plaques de fer dont on modifie l'immersion dans une solution de carbonate de soude ou de sel ordinaire.

Ces rhéostats économiques ont l'inconvénients de dégager de la vapeur d'eau et d'avoir une résistance très variable avec la température et la concentration. Cependant on en a construit de très grande dimension, où l'immersion est parfois réglée, non par mobilité des plaques, mais par variation de la hauteur du liquide à l'aide de pompes. De tels rhéostats sont assez souvent installés dans des centrales hydrauliques ; ils permettent d'absorber plusieurs milliers de KW (exemple : centrale de l'Aigle sur la Dordogne - Rhéostat de 30.000 KW).

En général, les rhéostats de charge se construisent pour des puissances variant entre quelques kilowatts et quelques milliers de KW.

II.4.2 - Inductances de charge.

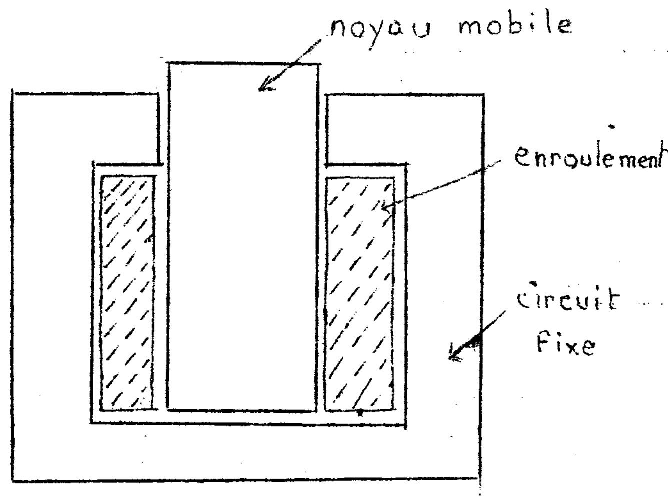


Figure II.5

Il arrive fréquemment que l'on ait besoin de faire débiter une machine sur une charge réactive. Dans le cas usuel où l'on désire un cos φ arrière, on utilise pour les machines de petite et moyenne puissances (quelques centaines de KW au maximum) des inductances à noyau de fer.

Ces inductances sont constituées par des bobines dont on peut faire varier la réluctance du circuit magnétique soit par variation d'entrefer (inductance à noyau réglable fig. II.5) soit par

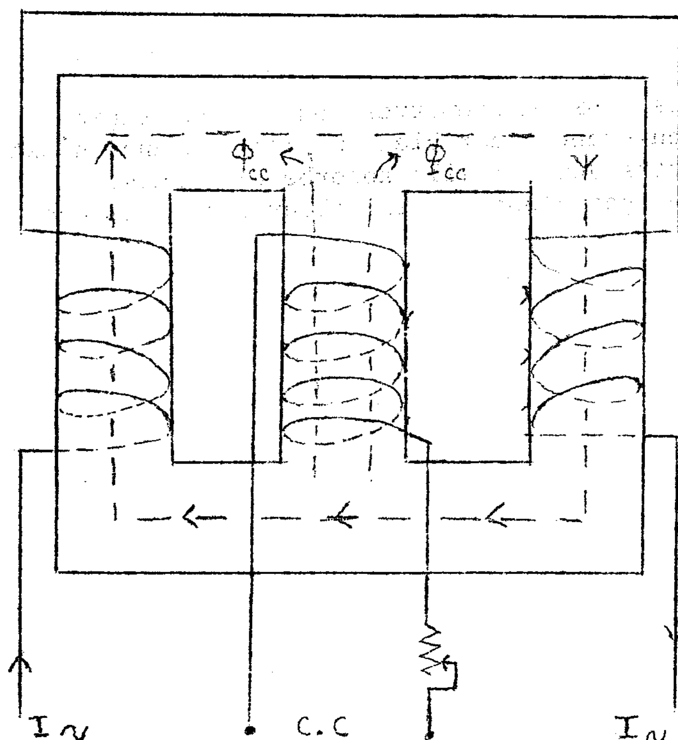


Figure II.6

variation de la perméabilité du fer. Dans ce dernier cas, (fig. II.6) d'ailleurs peu usuel, l'inductance possède un enroulement supplémentaire parcouru par un courant continu réglable. Cet enroulement est disposé sur le circuit magnétique dans un sens tel que le flux alternatif qui le traverse soit nul, pour qu'il en soit de même de la f.e.m alternative à ses bornes. Celle-ci pourrait en effet être dangereuse, le nombre de spires de l'enroulement de saturation étant toujours beaucoup plus élevé que celui de l'enroulement à courant alternatif (le nombre d'ampère-tours des deux circuits sont égaux en valeur moyenne). Le sens des flux indiqués fig. II.6 (flux alternatif en pointillé) montre qu'effectivement les ampères-tours alternatifs traversant la colonne centrale du circuit magnétique sont opposés.

Les inductances réglables devenant rapidement encombrantes et coûteuses on utilise souvent comme inductance, le stator d'une machine à courant alternatif de puissance convenable. En modifiant le couplage de ses enroulements, le nombre de bobines mises en jeu et éventuellement en introduisant à l'intérieur de ce stator des tôles convenables, on pourra obtenir différentes valeurs de la puissance réactive absorbée. Dans le même but, on peut faire usage d'enroulements de transformateurs.

II.4.3. - Réglages aux facteurs de puissance différents de 1.

On monte dans le circuit de charge une inductance réglable et un rhéostat de charge en série ou en parallèle; ce dernier montage étant en général préféré. Comme le réglage est assez long à obtenir (car il faut ajuster par approximations successives R et L jusqu'à obtenir la charge et le cos φ voulus) on emploie souvent pour dégrossir la valeur désirée, le montage à 2 ampèremètres : l'un placé en série sur le courant total, l'autre en série uniquement sur la résistance (fig. II.7). Si l'inductance est dépourvue de pertes, elle n'absorbe que du courant réactif et l'on a pratiquement :

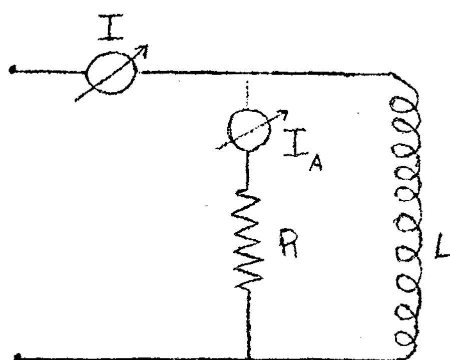


Figure II.7

$$\cos\varphi = \frac{P}{S} = \frac{U\ I\ \cos\varphi}{UI} = \frac{U\ I_{Actif}}{UI} = \frac{I_{Actif}}{I}$$

Le rapport des indications des deux ampèremètres fournit donc rapidement une valeur approchée du facteur de puissance, car bien sûr, l'inductance n'est dépourvue ni de pertes fer ni de pertes Joule : elle absorbe elle aussi un petit courant actif, ce qui ne permet pas d'obtenir la valeur exacte du cos φ par cette méthode.

CHAPITRE III.

MESURE DE LA PUISSANCE ET DU FACTEUR DE PUISSANCE EN MONOPHASE, DIPHASE ET TRIPHASE

III.1 - MESURE DE LA PUISSANCE ET DU FACTEUR DE PUISSANCE EN MONOPHASE.

La puissance instantanée s'écrit :

$$p = u\,i$$

$$u = U_M \cos \omega t$$

$$i = I_M \cos (\omega t - \varphi)$$

$$p = U_M\, I_M \cos\omega t \cos (\omega t - \varphi) = \frac{U_M \quad I_M}{2} \cos \varphi + \frac{1}{2}\; U_M\, I_M \cos(2\omega t - \varphi)$$

La valeur moyenne de cette expression, mesurée par le wattmètre, représente la puissance active puisque le second terme a une valeur nulle et représente la puissance fluctuante. Le premier terme peut s'écrire :

$$P = \frac{U_M}{\sqrt{2}}\;\frac{I_M}{\sqrt{2}} \cos \varphi = U\, I \cos \varphi$$

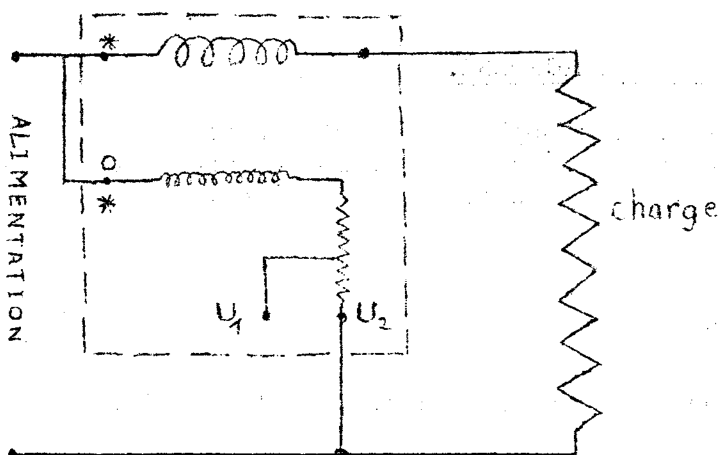


Figure III.1

On connectera donc le circuit courant du wattmètre (appelé aussi "circuit gros fil") en série sur l'un des conducteurs, le circuit tension (ou circuit fil fin) étant placé en dérivation sur les f de ligne (fig. III.1). Le point O du circuit tension sera connecté de préférence au circuit courant, pour éviter une d.d.p élevée entre la bobine gros fil et le cadre mobile. Il existe bien entendu un sens de connexion pour la tension vis-à-vis du courant, le wattmètre indiquant le sens de propagation de l'énergie. A cet effet, une étoile repère les bornes à relier au même fil de ligne (voir fig.III.1) <u>côté alimentation</u>;

l'appareil déviera alors dans le sens convenable. Si l'on permute la charge et l'alimentation, on verra facilement que la déviation a lieu en sens inverse,

Mesure du facteur de puissance.

On fait peu appel aux phasemètres (du type électrodynamiques) car ce sont des appareils très coûteux et fragiles. De plus leurs enroulements courant et tension peuvent être plus surchargés sans évidemment que leur indication le signale.

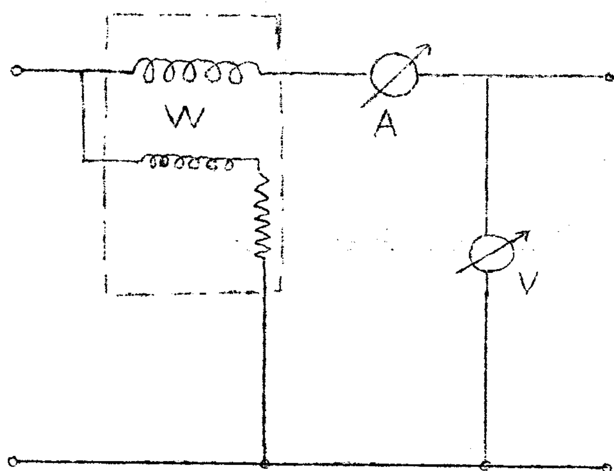


Figure III.2

En fait, on mesure la puissance apparente UI en associant au wattmètre un voltmètre et un ampèremètre (fig. III.2).

On obtient alors :

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} = \frac{P}{UI}$$

Ce montage présente en outre l'intérêt de connaître les valeurs des tensions et courants appliqués au wattmètre et d'éviter ainsi de surcharger ce dernier appareil. Enfin U et I sont 2 variables importantes dans le fonctionnement des machines et il est donc nécessaire de les mesurer.

Remarques.

La consommation des différents appareils est en général négligeable vis-à-vis des puissances mises en jeu. Les corrections de consommation et le choix du montage (amont ou aval) sont sans importance. Il n'en serait pas de même dans le cas de machines de puissance inférieure à 200 watts. Il faudrait alors tenir compte de la place relative des trois appareils dans le montage.

N.B - Le montage avec transformateurs de mesure a été indiqué Chapitre II - Fig.II.3.

III.2 - MESURE DE LA PUISSANCE ET DU cos φ EN DIPHASE.

Le diphasé étant équivalent à deux réseaux monophasés, on utilisera deux wattmètres W_1 et W_2 (fig. III.3). La présence d'un point commun éventuel entre les deux phases ne change en rien le montage. La puissance totale P s'écrit :

$$P = W_1 + W_2$$

On devra choisir le sens de déviation pour que les 2 lectures s'ajoutent.

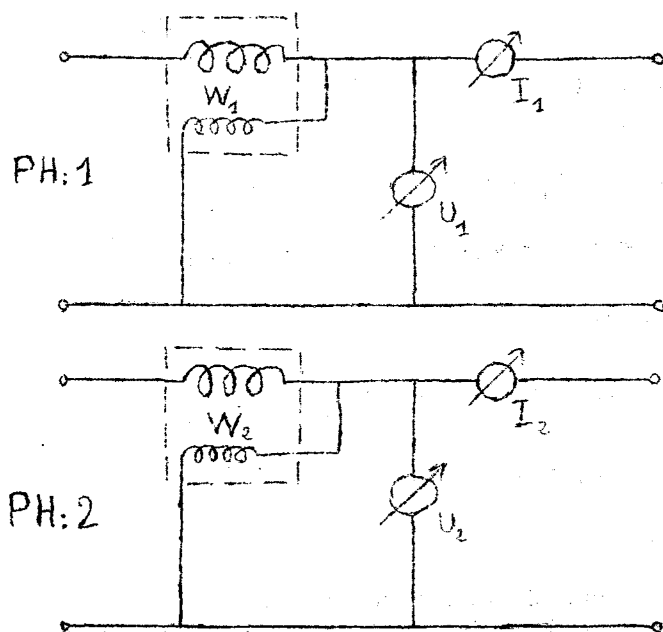


Figure III.3

Le cos φ se déduit de la mesure précédente, si l'on a pris soin de monter un ampèremètre et un voltmètre sur chaque phase. Le régime étant supposé équilibré :

$$U_1 = U_2 \qquad I_1 = I_2$$

$$\cos\varphi = \frac{P}{2\,U_1 I_1} = \frac{P}{2\,U_2 I_2} = \frac{W_1 + W_2}{2\,UI}$$

U et I désignant la valeur commune de U et de I lue sur les deux phases. Notons que s'il existait un déséquilibre de quelques pour cent sur le courant ou la tension, on prendrait pour U et I la moyenne arithmétique des deux mesures.

Si le régime était très déséquilibré, nous savons qu'on ne peut plus définir le facteur de puissance qu'à partir des composantes symétriques et la méthode précédante serait sans valeur.

Remarque.

En fait, on utilise un seul jeu d'appareils montés avec un inverseur à court-circuit, permettant de les insérer sur une phase ou l'autre (cf. feuilles de travaux pratiques).

III.3 - MESURE DE LA PUISSANCE ET DU COS φ EN TRIPHASE.

Dans les réseaux triphasés avec neutre (montage étoile), on utilise la méthode des 3 wattmètres, chacun d'eux mesurant la puissance d'un des circuits monophasés constituants. On a en effet, en valeur instantanée :

$$p = v_1 i_1 + v_2 i_2 + v_3 i_3$$

Dans le cas très usuel des réseaux triphasés sans neutre (c'est pratiquement le cas de tous les essais de machines), on utilise la méthode des deux wattmètres, dont voici le principe.

Reprenons l'expression précédente de la puissance instantanée :

$$p = v_1 i_1 + v_2 i_2 + v_3 i_3 \qquad (2)$$

Or, comme il n'y a pas de neutre, on peut écrire :

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \qquad (3)$$

On peut tirer i_3 et le porter dans p. On obtient :

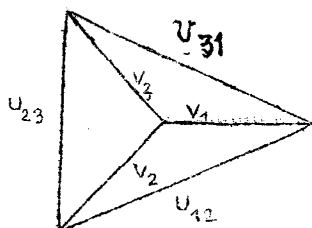


figure III.4

$$p = v_1 i_1 + v_2 i_2 - v_3 (i_1 + i_2)$$

$$p = (v_1 - v_3) i_1 + (v_2 - v_3) i_2$$

or (fig. II.7)

$$v_1 - v_3 = u_{13} \qquad v_2 - v_3 = u_{23}$$

$$p = u_{31} i_1 + u_{23} i_2 \qquad (4)$$

Ce résultat montre que l'on pourra n'utiliser que 2 wattmètres parcourus l'un par le courant i_1 et alimenté par la ten-sion entre les phases 1 et 3 (fig. III.4); l'autre parcouru par le courant i_2 et alimenté par la tension entre les phases 2 et 3.

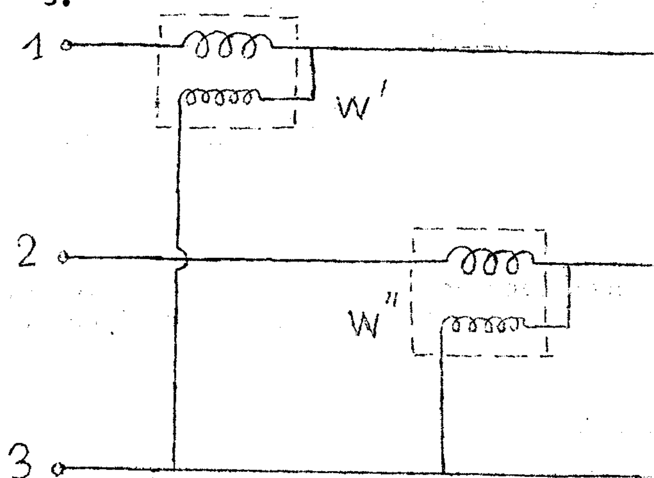


Figure III.5

On arrive ainsi au montage de la fig. III.5

On aura donc :

P = W' + W" (algébriquement).

Cette méthode est toujours valable que le circuit soit équilibré ou non.

En effet, elle s'appuie uniquement sur la définition générale de la puissance instantanée (relation2) et sur la relation (3) valable quels que soient les courants, pourvu qu'il n'y ait pas de neutre.

D'autre part nous allons voir que, suivant les cas, W' et W" peuvent être de même signe ou de signes contraires. Si l'on respecte le sens des connexions du schéma indiqué fig. III.5,(nous rappelons que les bornes homologues des watt-mètres sont repérées par le constructeur à l'aide d'une étoile), il faudra prendre pour P la somme algébrique des indications W' et W". Si par exemple le wattmètre mesurant W" déviait en sens inverse, on croiserait les connexions de son circuit tension en affectant la lecture du signe – .

Cas du régime triphasé équilibré - Mesure du facteur puissance.

On a vu qu'il n'était possible de définir le cos φ de façon simple que dans le cas d'un régime équilibré, ce que nous supposerons maintenant.

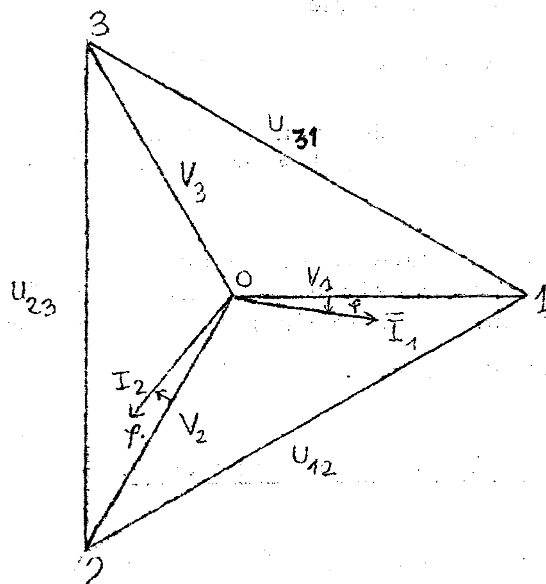


Figure III.6

Considérons le diagramme vectoriel de la fig. III.6 et explicitons la relation (4).

$$|u_{31}| = |u_{23}| = U = V\sqrt{3}$$

$$|i_1| = |i_2| = I$$

Le wattmètre indiquant W' intègre le produit $u_{13}\ i_1$, c'est-à-dire le produit de UI par le cosinus du déphasage de I_1 sur u_{31}.

La figure III.6 montre que ce déphasage vaut

$$\left(\frac{\pi}{6} - \varphi\right)$$

$$W' = U\ I \cos\left(\frac{\pi}{6} - \varphi\right)$$

De même, la puissance W" représente le produit UI multiplié par le cosinus du déphasage de i_2 sur u_{23} soit

$$\left(\frac{\pi}{6} + \varphi\right)$$

$$W'' = U\ I \cos\left(\frac{\pi}{6} + \varphi\right)$$

W' et W" seront du signe de leur cosinus. En nous bornant à l'intervalle usuel de variation du déphasage

$$-\frac{\pi}{2}\ ,\ +\frac{\pi}{2}$$

nous trouvons (tableau ci-dessous) que

φ	$-\frac{\pi}{2}$		$-\frac{\pi}{3}$		0		$+\frac{\pi}{3}$		$+\frac{\pi}{2}$
$\cos\varphi$	0		0,5		1		0,5		0
$\cos\left(\frac{\pi}{6} - \varphi\right)$		−	0	+		+		+	
$\cos\left(\frac{\pi}{6} + \varphi\right)$		+		+		+	0	−	

Si $\cos\varphi = 1$: W' = W"

si cos φ est compris entre 0,5 et 1 : W' et W'' de même signe
si cos φ = 0,5 (AV ou AR) : W' ou W'' = 0
si cos φ < 0,5 (AV ou AR) : W' et W'' de signes contraires.

Cette méthode présente donc l'intérêt supplémentaire de donner immédiatement l'ordre de grandeur du cos φ et même sa valeur exacte dans les cas particuliers où il vaut 1 ou 0,5.

D'ailleurs, dans le cas où le cos φ peut prendre toute valeur entre 0,5 AV et 0,5 AR, la méthode la plus précise pour régler ce cos φ à 1, consiste à obtenir W' = W'' (voir essais desmoteurs synchrones). Un abaque permettant de déterminer cos φ en fonction de $\frac{W'}{W''}$ est donné dans les feuilles de Travaux Pratiques.

Détermination du facteur de puissance à partir de la puissance apparente.

En dehors de la méthode précédente, on pourra toujours calculer le cos φ d'après la relation :

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} = \frac{W' + W''}{U\ I\ \sqrt{3}}$$

Dans certains cas particuliers, cette méthode donne des résultats erronés. En effet, si la tension, par exemple, est sinusoïdale alors que le courant ne l'est pas, (cas usuel dans les essais à vide de transformateurs) le wattmètre n'indique que la puissance à la fréquence fondamentale. Par contre, l'ampèremètre (toujours du type ferromagnétique) mesure la valeur efficace du courant et intègre donc tous les harmoniques. Il en résultera que la puissance apparente correspondra à la puissance apparente de tous les harmoniques du courant, alors que la puissance active ne représentera que celle correspondant à la fondamentale : le cos φ trouvé sera trop faible.

Dans certains cas l'erreur peut atteindre 20 ou 30%.

Montage pratique.

On utilise en fait un seul wattmètre ce qui est avantageux en particulier pour la précision des mesures. Un inverseur à court-circuit permet de l'insérer soit dans la phase I soit dans la phase II, en même temps que l'ampèremètre et le voltmètre (fig. III.7).

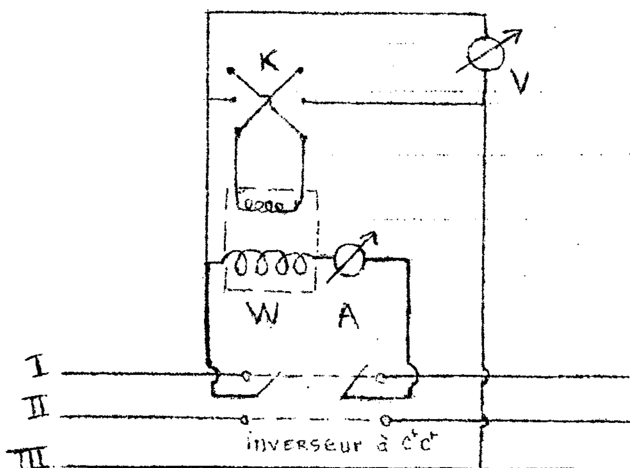


Figure III.7

Un inverseur de tension K sur le circuit fil fin du wattmètre, permet d'effectuer les lectures dans tous les cas. Si les déviations du wattmètre sont de même sens sur les positions I et II de l'inverseur à c.c, c'est que cos φ > 0,5, les deux lectures W' et W'' doivent être ajoutées. Si ces indications sont de sens contraires, inverser K

et affecter la lecture correspondante du wattmètre du signe - : le cos φ est inférieur à 0,5.

Ces indications ne sont bien entendu valables que si l'inverseur à court-circuit est connecté correctement : l'énergie doit arriver d'un côté et ressortir de l'autre.

Remarque importante.

Nous avons signalé aux paragraphes II.2 et II.3.3 les erreurs importantes se produisant aux faibles cos φ (de l'ordre de 0,1). Il y a lieu de bien remarquer que dans la méthode des 2 wattmètres, on ne mesure pas UI cos φ, mais UI cos$(\varphi \pm \frac{\pi}{6})$

Par conséquent, ces erreurs n'entreront en ligne de compte que si

$$\cos\left(\varphi \pm \frac{\pi}{6}\right) < 0,1 \text{ ou } 0,2.$$

CHAPITRE IV

C H A M P S   T O U R N A N T S

IV -1. CHAMP PRODUIT PAR UNE BOBINE ALIMENTEE EN MONOPHASE.

Soit une bobine B parcourue par un courant :

$i = I_M \sin \omega t$

Cette bobine produit un champ de valeur instantanée h:

$h = \mathcal{H}_M \sin \omega t,$

puisque champ et courant sont en phase.

Ce champ est pulsatoire, mais nous pouvons le décomposer en 2 champs tournants en sens inverse, à la vitesse $\pm\,\omega$, d'amplitude constante, soient $\mathcal{H}_d$ et $\mathcal{H}_i$ (fig. IV.1). La valeur de $\mathcal{H}_d$ et $\mathcal{H}_i$ est la moitié de $\mathcal{H}_M$:

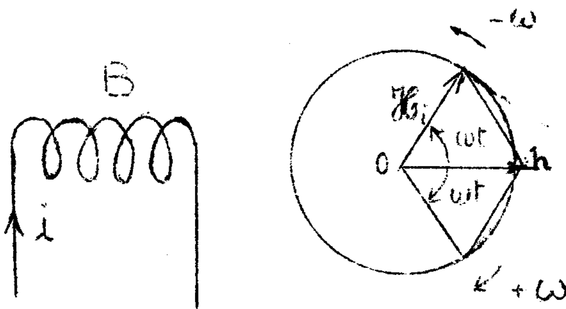


Figure IV.1

$$\mathcal{H}_d = \mathcal{H}_i = \mathcal{H}m/2$$

Remarque importante.

Le diagramme ainsi constitué est un diagramme d'espace: les deux vecteurs $\mathcal{H}_d$ et $\mathcal{H}_i$ se déplacent angulairement par rapport à l'axe fixe de la bobine B. Au contraire, lorsque nous considérons le courant dans une impédance et la tension à ses bornes, le déphasage φ entre ces deux grandeurs, est un déphasage dans le temps : les deux vecteurs $\vec{V}$ et $\vec{I}$ représentatifs constituent un diagramme de temps.

IV.2 - CHAMP PRODUIT PAR UN SYSTEME DE BOBINES ALIMENTEES EN TRIPHASE.

Soit un système de trois bobines B_1, B_2, B_3 dont les axes coplanaires et concourants forment entre eux des angles de $2\,\pi/3$ (fig. IV.2). Alimentons ces bobines par un système direct de courants triphasés équilibrés :

$$i_1 = I_M \cos \omega t$$
$$i_2 = I_M \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$
$$i_3 = I_M \cos \left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

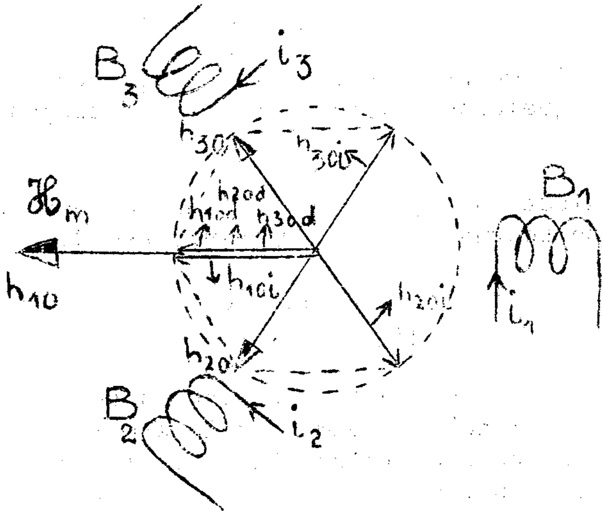


Figure IV.2

Les trois champs produits par ces bobines sont déphasés dans l'espace de $2\pi/3$ (puisqu'ils sont dans l'axe des bobines).

$$h_1 = \mathcal{H}_M \cos \omega t$$

$$h_2 = \mathcal{H}_M \cos (\omega t - 2\pi/3)$$

$$h_3 = \mathcal{H}_M \cos (\omega t - 4\pi/3)$$

Nous pouvons opérer comme nous l'avons fait ci-dessus dans le cas du monophasé et décomposer chacun des vecteurs h_1, h_2, h_3 en deux composantes $\mathcal{H}_d$ et $\mathcal{H}_i$ de module $\mathcal{H}_M/2$, tournant en sens inverse à la vitesse angulaire ω.

Ces vecteurs ont même amplitude $\mathcal{H}_M/2$; puisque toutes ces composantes tournent à la même vitesse angulaire $+\omega$ pour les champs $\mathcal{H}_d$ et $-\omega$ pour les champs $\mathcal{H}_i$, nous pourrons tracer le diagramme à un instant quelconque. Nous choisirons l'instant 0. Les 3 champs ont alors pour valeur :

$$h_{10} = \mathcal{H}_M$$

$$h_{20} = \mathcal{H}_M \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) = -\mathcal{H}_M/2$$

$$h_{30} = \mathcal{H}_M \cos\left(-\frac{4\pi}{3}\right) = -\mathcal{H}_M/2$$

Ces champs sont tracés fig. IV.2. La décomposition de h_{10} donne 2 champs confondus $h_{10\,d}$ et $h_{10\,i}$ à l'instant 0 et tournant en sens inverse. La décomposition de h_{20} donne $h_{20\,d}$ confondu avec $h_{10\,d}$ et $h_{20\,i}$. La décomposition de h_{30} donne enfin $h_{30\,d}$ confondu également avec $h_{10\,d}$ et $h_{30\,i}$. On voit que les trois champs inverses $h_{10\,i}$, $h_{20\,i}$ et $h_{30\,i}$ constituent un système équilibré, donc de résultante nulle. Par contre les trois champs directs $h_{10\,d}$, $h_{20\,d}$ et $h_{30\,d}$ s'ajoutent pour donner un champ tournant dans le sens direct d'amplitude triple, c'est-à-dire $3\,\frac{\mathcal{H}_M}{2}$.

Donc un système direct de courants triphasés de pulsation ω alimentant 3 bobines déphasées dans le sens direct et dans l'espace de $2\pi/3$ donnent un champ tournant unique, dans le sens direct à la vitesse angulaire ω.

Si l'on avait utilisé un système inverse pour alimenter les bobines, il est facile de voir que l'on aurait obtenu un champ tournant inverse, les champs directs de décomposition donnant cette fois une résultante nulle. Or, pour passer d'un système triphasé direct à un système triphasé inverse, il suffit de permuter 2 phases (Voir I.4.2). Cette permutation inversera donc le champ tournant.

IV.3 - GENERALISATION.

Le théorème précédent est absolument général. On peut le démontrer (cf. cours de 2° année E) dans le cas des systèmes polyphasés quelconques. Le résultat est toujours identique :

- un système direct de courants q phasés, de pulsation ω , circulant dans q bobines, déphasées dans l'espace de $2\pi/q$ donne un champ tournant direct à la vitesse ω.

Un système de courants q phasés inverse de pulsation ω, circulant dans q bobines déphasées de $2\pi/q$ donne un champ tournant inverse à la vitesse ω .

En fait, nous verrons dans l'étude des machines tournantes à courant alternatif (et ci-dessous en IV-4) que l'on n'utilise pas des solénoïdes comme sur le schéma de la fig. IV.2, mais des bobines disposées dans des encoches (d'une façon analogue à la disposition des induits de machines à courant continu).

IV.4 - ENROULEMENTS MULTIPOLAIRES.

Un enroulement tel que celui schématisé fig. IV.2 est en réalité un enroulement bipolaire. On peut supposer en effet qu'un circuit magnétique convenable permet aux lignes de force de chaque bobine de se refermer en passant par le centre de la figure (IV.3.)

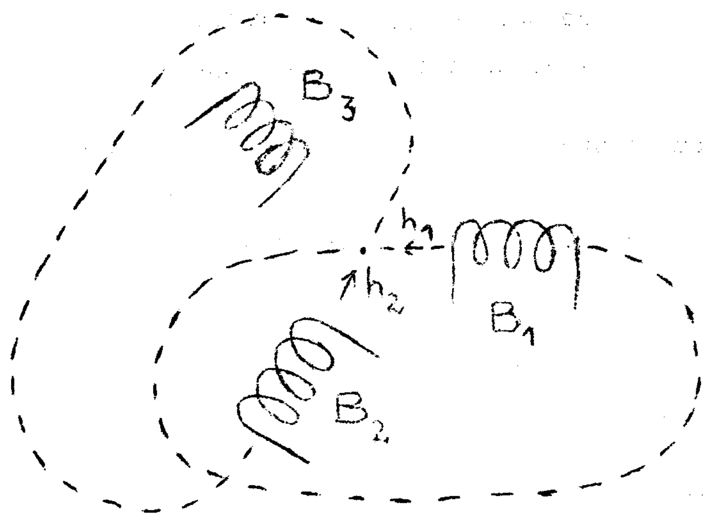


Figure IV.3

En fait, les enroulements ne sont pas du tout réalisés de cette façon. Sans entrer dans les détails des divers types utilisés, nous avons représenté fig. IV.4 un exemple simple. Les conducteurs sont disposés dans les encoches d'un paquet annulaire de tôles magnétiques à l'intérieur duquel tourne le rotor.

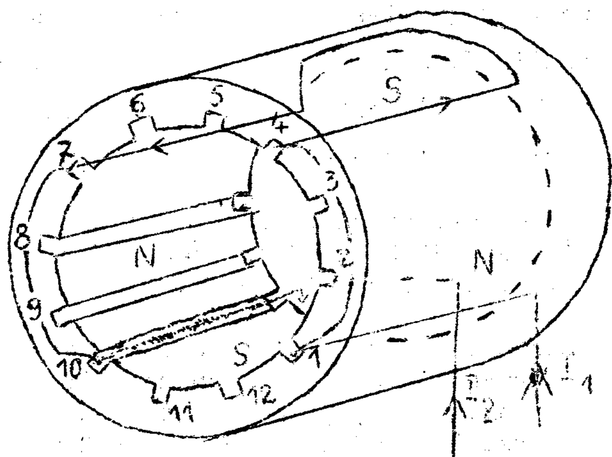


Figure IV.4

Nous nous sommes placés dans le cas d'un enroulement triphasé à 4 pôles (nb. de paires de pôles = p = 2). Pour la clarté de la figure, nous avons supposé qu'il existait 1 seul conducteur par encoche et seulement 12 encoches (en fait il y en a beaucoup plus). Dans un but de simplification, seul l'enroulement de la phase 1 a été représenté. Avec le sens du courant supposé, on voit qu'il apparaît 2 pôles N aux extrémités du diamètre horizontal, les 2 pôles S étant aux extrémités du diamètre horizontal, les 2 pôles S étant aux extrémités du diamètre vertical. Le trajet des lignes de force est donc analogue à celui obtenu pour une machine à courant continu également à 4 pôles.

La phase 2 aurait la même disposition, mais décalée de 30° (1 encoche) par rapport à celle de la phase 1 : entrée par l'encoche 2, puis liaison 2.5 ; traversée de 5 - liaison 5.8 ; traversée de 8 - liaison 8.11 ; sortie à l'autre extrémité de 11.

De même enfin, la phase 3 effectuera le trajet dans les encoches restantes : 3 ; 3 - 6 ; 6 ; 6 - 9 ; 9 ; 9 - 12 ; 12 et sortie.

Un autre mode de représentation (dite "panoramique")est donné fig. IV.5 : le stator est supposé coupé entre les encoches 1 et 12 et déroulé sur un plan.

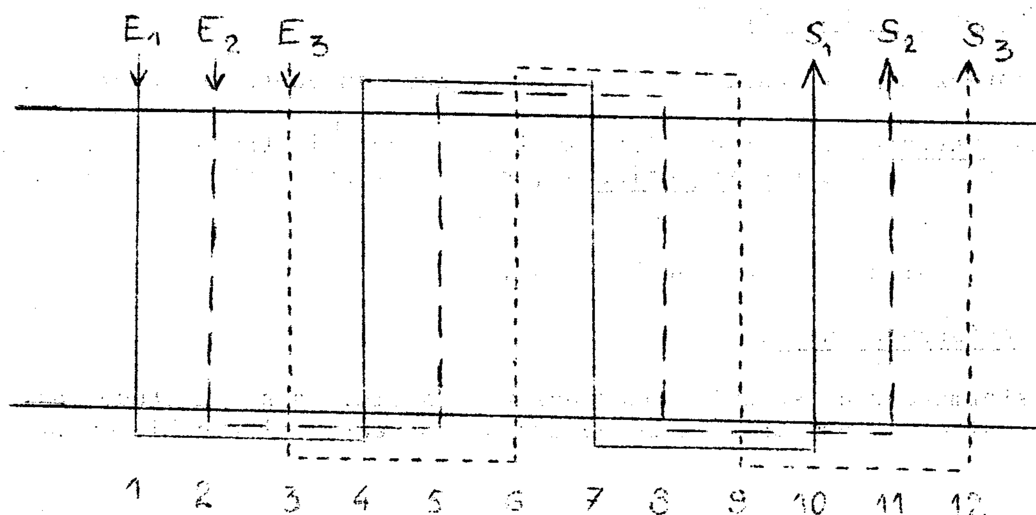


Figure IV.5

Les circuits des trois phases sont représentés en traits différents.

Comme il y a cette fois sur la périphérie 2 pôles N et 2 pôles S, on peut considérer que la disposition primitive de la fig. IV.2 bipolaire, se trouve reproduite deux fois. Par conséquent, le champ tournant produit par une moitié de l'induit parcourera un demi-tour seulement dans l'espace pendant le temps où il parcourait un tour complet avec le stator bipolaire ; avec l'induit tétrapolaire, la vitesse angulaire du champ tournant par rapport au stator est donc $\omega/2$. D'une façon générale un stator à p paires de pôles produira donc un champ tournant à la vitesse ω/p.

CHAPITRE V

T R A N S F O R M A T E U R S

V.1 - PRINCIPE

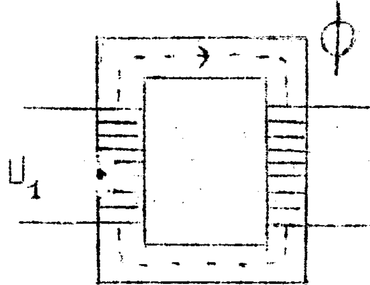


Figure V.1

Sur un circuit ferro-magnétique, plaçons deux enroulements indépendants. Relions le premier, appelé primaire à une source alternative sinusoïdale $u_1 = U_{1M} \sin \omega t$ (fig. V.1). Cet enroulement produit donc dans le circuit, un flux alternatif de même fréquence. Les variations de ce flux induiront dans le deuxième enroulement, appelé secondaire, une force électromotrice sinusoïdale de même pulsation ω que la tension u_1.

V.2 - ETUDE DU TRANSFORMATEUR PARFAIT.

Un transformateur est dit parfait si les conditions suivantes sont remplies :

Circuit magnétique parfait: de perméabilité infinie, donc de réluctance nulle. Il n'y aura par conséquent pas de fuites magnétiques , tout le flux étant contenu dans le circuit.

Pas d'hystérésis ni de courants de Foucault.

Enroulements de résistance nulle.

Un tel transformateur n'est évidemment pas réalisable, mais son étude facile permettra par la suite de ramener l'étude du transformateur réel à celle du transformateur parfait.

V.2.1 - Transformateur parfait vu du côté primaire - Valeur du flux.

Il s'agit d'un récepteur présentant une force contre-électromotrice e_1 qui équilibre la tension u_1 d'alimentation : c'est une conséquence immédiate de la loi de Lenz. Donc :

$$u_1 + e_1 = 0 \qquad u_1 = - e_1 \qquad (1)$$

Si ϕ désigne le flux circulant dans le circuit magnétique, par conséquent à travers les spires secondaires (rappelons que nous supposons le circuit sans fuite) et n_1 le nombre de spires primaires :

$$e_1 = - n_1 \frac{d\varphi}{dt} \quad \text{d'où} \quad u_1 = - e_1 = n_1 \frac{d\varphi}{dt} \qquad (2)$$

Supposons u_1 sinusoïdale :

$$u_1 = U_{1M} \sin \omega t = n_1 \frac{d\varphi}{dt}$$

$$d\varphi = \frac{U_{1M}}{n_1} \sin \omega t \quad dt = \frac{U_1 \sqrt{2}}{n_1} \sin \omega t \quad dt$$

$$\phi = \frac{- U_1 \sqrt{2}}{n_1 \omega} \cos \omega t \qquad \phi_{Max} = \frac{U_1 \sqrt{2}}{n_1 \omega}$$

Or $\phi = BS$, S désignant la section de fer du circuit magnétique

$$\boxed{B_{Max} = \frac{U_1 \sqrt{2}}{n_1 \; S\omega}}$$ (B en tesla, U en volts, S en m^2)

Donc si la tension du réseau est constante, il en est de même du flux et de l'induction. D'autre part, la tension et l'induction étant proportionnelles, si cette tension est sinusoïdale, il en sera de même du flux et de l'induction.

De la formule précédente on tire la valeur pratique de la f.e.m induite par spire à 50 Hz pour une induction maximale de 1 tesla et une section nette de fer de 1 dm^2 : $e = 2{,}22$ volts.

V.2.2. - Transformateur parfait vu du secondaire - rapport de transformation.

La force électromotrice induite dans les n_2 spires secondaires a pour expression :

$$e_2 = - n_2 \frac{d\varphi}{dt}$$

Or, en rapprochant cette expression de celle de e_1 (équation (2)) :

$$\frac{e_2}{e_1} = \frac{n_2}{n_1} = m \qquad (3)$$

On donne à m le nom de : rapport de transformation à vide (on sous entend souvent ce dernier mot). On voit qu'il s'agit d'une constante positive pouvant être supérieure ou inférieure à 1. Dans le premier cas, le transformateur est dit élévateur de tension, abaisseur dans le second cas; e_2 et e_1 étant proportionnels, e_2 a la même forme que e_1.

V.2.3 - Transformateur parfait en charge - flux et ampères-tours.

Faisons débiter par le secondaire un certain courant i_2.

Le transformateur étant supposé parfait ,

$$e_2 = u_2 = - n_2 \frac{d\varphi}{dt} \qquad (4)$$

(Dans un générateur parfait la tension aux bornes est égale à la force électromotrice).

D'autre part, le flux traversant le transformateur est créé à la fois par les ampères-tours primaires et secondaires. Ecrivons la loi fondamentale des circuits magnétiques

$$\mathcal{E} = \sum nI = \mathcal{R} \Phi$$

$$\bar{\mathcal{E}} = n_1 \bar{I}_1 + n_2 \bar{I}_2 = \mathcal{R} \Phi$$

Mais par hypothèse ici $\mathcal{R} = 0$ donc :

$$n_1 \bar{I}_1 + n_2 \bar{I}_2 = 0$$

$$\frac{\bar{I}_1}{\bar{I}_2} = - \frac{n_2}{n_1} = - m \qquad (5)$$

Les courants primaire et secondaire sont en opposition de phase. Or en tenant compte que :

$$u_1 = - e_1 \quad (1) \qquad \text{et} \qquad e_2 = u_2 \quad (4)$$

$$\frac{u_2}{u_1} = - m$$

Les tensions primaire secondaire sont aussi en opposition de phase.

En tenant compte des équations (1), (3) et (4).

$$u_1 \, i_1 = u_2 \, i_2 \qquad (6)$$

Les puissances instantanées sont les mêmes au primaire et au secondaire.

Si nous désignons par φ_1 le déphasage de $\bar{I}_1$ sur $\bar{U}_1$ et par φ_2 celui de $\bar{I}_2$

$\overline{U}_2$, on trouve facilement, en prenant la valeur moyenne des puissances instantanées primaire et secondaire (équation (6)).

$$U_1 \, I_1 \cos \varphi_1 = U_2 \, I_2 \cos \varphi_2 \qquad (7)$$

Cette relation ne représente pas autre chose que la conservation des puissances, puisque les pertes sont nulles par hypothèse(ni pertes fer, ni pertes Joule). Enfin on peut écrire pour les valeurs efficaces, en tenant compte de (3) (4) et (5) :

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{E_2}{E_1} = m \qquad \frac{I_2}{I_1} = \frac{1}{m}$$

$$U_1 \, I_1 = U_2 \, I_2$$

Il y a égalité des puissances apparentes primaire et secondaire et comme il en est de même des puissance actives (7)

$$\cos \varphi_1 = \cos \varphi_2$$

Les déphasages primaire et secondaire sont identiques.

Nous pouvons tracer le diagramme vectcriel de fonctionnement du transformateur fig. V.2.

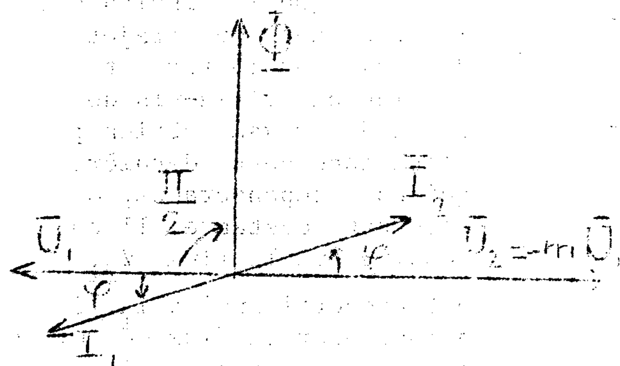


Figure V.2

Remarquons enfin que le transformateur absorbe à vide un courant nul. En effet dans ce cas, $i_2 = 0$. Or nous avons trouvé :

$$n_1 \, \overline{I}_1 + n_2 \, \overline{I}_2 = 0$$

donc

$$\overline{I}_1 = 0 \qquad \text{si} \quad \overline{I}_2 = 0$$

En résumé, dans un transformateur parfait :

- pas de chutes de tension,
- le rapport des tensions efficaces est constant et egal au rapport du nombre des spires,

- le rapport des courants efficaces est constant et égal à l'inverse du rapport du nombre des spires.
- Les tensions et courants primaires et secondaires sont en opposition de phase.

Le courant absorbé dans le fonctionnement à vide est nul.

V.3 - ETUDE DU TRANSFORMATEUR AVEC FUITES MAGNETIQUES ET RESISTANCES.

Le transformateur comportera un circuit magnétique réel. Toutefois nous supposerons encore nuls l'hystérésis et les courants de Foucault.

V.3.1 - Flux et inductances de fuites.

La réluctance $\mathcal{R}$ de ce circuit magnétique sera donc cette fois différente de 0. Il en résulte qu'une partie du flux créé par l'enroulement primaire se referme à travers l'air sans traverser les spires secondaires. Désignons par φ_1 le flux créé par le primaire, par φ_{f1} le flux de fuites se refermant dans l'air et par φ le flux circulant dans le circuit magnétique (fig.V.3).

$$\varphi_1 = \varphi + \varphi_{f1}$$

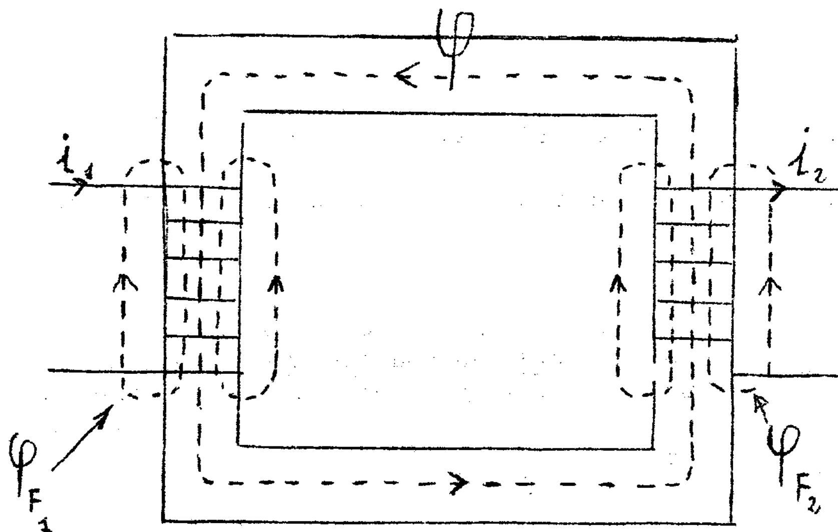


Figure V.3

φ_{f1} s'appelle flux de fuites du primaire et φ flux commun. Le flux φ_{f1} se referme à travers le fer et l'air (ou les isolants); la réluctance du trajet du flux dans le fer est négligeable vis-à-vis de celle du parcours aérien ; c'est donc cette dernière qui est prépondérante, or elle est constante. Il en résulte que le flux ϕ_{f1} est proportionnel à i_1. On a donc pour le flux de fuites $n_1 \varphi_{f1}$ qui traverse les n_1 spires primaires :

$$n_1 \varphi_{f1} = l_1 i_1$$

l_1 étant la constante de proportionnalité : on sait qu'il s'agit d'une inductance (par définition même de cette grandeur). C'est l'inductance de fuites du primaire :

$$l_1 = \frac{n_1 \varphi_{f1}}{i_1}$$

De la même façon, le flux produit par le secondaire s'écrit :

$$\varphi_2 = \varphi + \varphi_{f2}$$

et l'on a :

$$n_2 \ \varphi_{f2} = l_2 \ i_2$$

$$l_2 = \frac{n_2 \ \varphi_{f2}}{i_2}$$

Or le flux total embrassé par l'enroulement primaire vaut : $n_1 \varphi_1$.

$$n_1 \varphi_1 = n_1 \varphi + l_1 \ i_1 \qquad (8)$$

De même :

$$n_2 \varphi_2 = n_2 \varphi + l_2 \ i_2 \qquad (9)$$

V.3.2 - Equations du primaire et du secondaire.

Ecrivons maintenant la loi d'Ohm relative au primaire et au secondaire :

$$u_1 + e_1 = R_1 \ i_1 \qquad (10)$$

$$u_2 = e_2 - R_2 \ i_2 \qquad (11)$$

Ces relations sont presque identiques à celles du transformateur parfait : on a seulement ajouté que les tensions et forces électromotrices ne sont plus égales (en valeur absolue : relations 1 et 4) mais que leur différence équilibre les chutes de tension dans les résistances. Or :

$$e_1 = - n_1 \ \frac{d \varphi_1}{dt} \qquad e_2 = - n_2 \frac{d \varphi_2}{dt}$$

De (8) et (9), on tire :

$$\frac{d \varphi_1}{dt} = \frac{d \varphi}{dt} + \frac{l_1}{n_1} \ \frac{d \ i_1}{dt}$$

$$\frac{d \varphi_2}{dt} = \frac{d \varphi}{dt} + \frac{l_2}{n_2} \ \frac{di_2}{dt}$$

d'où l'on déduit e_1 et e_2

$$e_1 = - n_1 \frac{d\varphi}{dt} - l_1 \frac{di_1}{dt}$$

$$e_2 = - n_2 \frac{d\varphi}{dt} - l_2 \frac{di_2}{dt}$$

valeurs que l'on porte dans (10) et (11)

$$u_1 = R_1 i_1 + l_1 \frac{di_1}{dt} + n_1 \frac{d\varphi}{dt}$$

$$-u_2 = R_2 i_2 + l_2 \frac{di_2}{dt} + n_2 \frac{d\varphi}{dt}$$

Si nous rapprochons ces relations de celles (2 et 4) trouvées pour le transformateur parfait, reproduites ci-dessous :

$$u_1 = n_1 \frac{d\varphi}{dt}$$

$$- u_2 = n_2 \frac{d\varphi}{dt}$$

On voit que le transformateur avec fuites magnétiques et résistances est équivalent à un transformateur parfait avec en série sur ses connections primaire et secondaire une résistance et une inductance, respectivement R_1, l_1 et R_2, l_2 (fig. V.4).

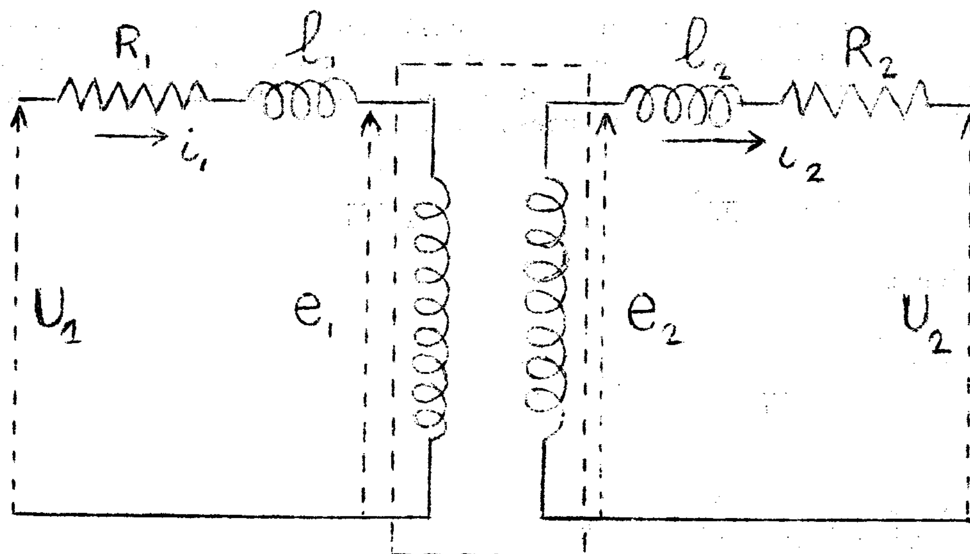


Figure V.4

En passant enfin des équations en valeurs instantanées aux relations en valeurs efficaces :

$$\overline{U}_1 = R_1 \overline{I}_1 + j\, l_1 \omega \overline{I}_1 + j\, n_1 \omega \overline{\Phi} \quad (12)$$

$$-\overline{U}_2 = R_2 \overline{I}_2 + j\, l_2 \omega \overline{I}_2 + j\, n_2 \omega \overline{\Phi} \quad (13)$$

En posant :

$$\overline{E}_1 = j\, n_1 \omega \overline{\Phi}$$

$$\overline{E}_2 = -j\, n_2 \omega \overline{\Phi}$$

nous obtenons :

$$\overline{U}_1 = \overline{E}_1 + R_1 \overline{I}_1 + j\, l_1 \omega \overline{I}_1 \quad (14)$$

$$-\overline{U}_2 = -\overline{E}_2 + R_2 \overline{I}_2 + j\, l_2 \omega \overline{I}_2 \quad (15)$$

relations qui se ramènent à celles du transformateur parfait en faisant :

$$R_1 = R_2 = 0 , \qquad l_1 = l_2 = 0$$

On remarque ainsi que :

$$\frac{\overline{E}_2}{\overline{E}_1} = -\frac{n_2}{n_1} = -m \quad (16)$$

$R_1 I_1$ et $R_2 I_2$ s'appellent chutes ohmiques du primaire et du secondaire

$l_1 \omega I_2$ et $l_2 \omega I_2$, s'appellent chutes inductives du primaire et du secon daire.

V.3.3 - Forces magnétomotrices courant magnétisant.

Ecrivons la loi des circuits magnétiques

$$n_1 \overline{I}_1 + n_2 \overline{I}_2 = \mathcal{R} \overline{\Phi}$$

qui exprime que le flux commun est produit par la somme des forces magnétomotrices des enroulements. Mais ici, contrairement à ce qui se passait dans le transformateur parfait, $\mathcal{R} \neq 0$. Si $\overline{I}_2 = 0$ (transformateur à vide), le courant primaire ne sera plus nul ; on désigne la valeur prise alors par $\overline{I}_{10}$ ou $\overline{I}_{1\mu}$: c'est en

effet le courant magnétisant nécessaire pour faire passer le flux dans le circuit magnétique. $N_1\ i_{1\mu}$ représente les ampères-tours magnétisants

$$n_1\ i_{1\mu} = \mathcal{R}\ \varphi$$

Finalement :

$$n_1\ i_1 + n_2\ i_2 = n_1\ i_{1\mu}$$

ou, en valeurs efficaces :

$$n_1\ \overline{I}_1 + n_2\ \overline{I}_2 = n_1\ \overline{I}_{1\mu} \qquad (17)$$

Il faut remarquer que le courant $I_{1\mu}$ est très faible: quelques % du courant normal. Par conséquent, dans le fonctionnement à vide :

$$\overline{U}_1 = R_1\ \overline{I}_{1\mu} + j\ l_1 \omega \overline{I}_{1\mu} + j\ n_1\ \omega \overline{\Phi}$$

ou encore :

$$\overline{U}_1 = R_1\ \overline{I}_{1\mu} + j\ l_1 \omega\ \overline{I}_{1\mu} + \overline{E}_1$$

les chutes de tensions ohmiques et inductives représentées par $R_1\ I_{1\mu}$ et $l_1\ \omega\ \overline{I}_{1\mu}$ sont quelques % des chutes de tension à pleine charge, elles-mêmes toujours faibles (10% au maximum) devant $\overline{U}_1$. Ces chutes de tensions à vide sont donc absolument négligeables et l'on a pratiquement dans ce cas :

$$\overline{U}_1 = j\ n_1 \omega \overline{\Phi} = \overline{E}_1$$

ce qui signifie que les flux en charge et à vide sont identiques, comme dans un transformateur parfait. On peut donc énoncer la proposition suivante :

Le flux dans un transformateur réel est constant.

Il dépend uniquement de la tension.

A tension égale, il est inversement proportionnel à la fréquence d'alimentation.

Cela veut dire que si le courant demandé au secondaire augmente, le courant primaire augmente proportionnellement pour toujours vérifier la relation (17), les ampères-tours primaires et secondaires étant antagonistes (ne pas oublier que $\overline{I}_1$ et $\overline{I}_2$ sont sensiblement en opposition de phase dans un transformateur).

V.3.4. - Diagramme vectoriel.

On peut alors tracer le diagramme vectoriel représentant le fonctionnement du transformateur et traduisant les relations (14), (15) et (17) (fig. V.5). Pour tracer ce diagramme, nous supposerons connues les grandeurs secondaires $\bar{U}_2$, $\bar{I}_2$ et φ_2 ainsi bien entendu que les résistances et inductances de fuites.

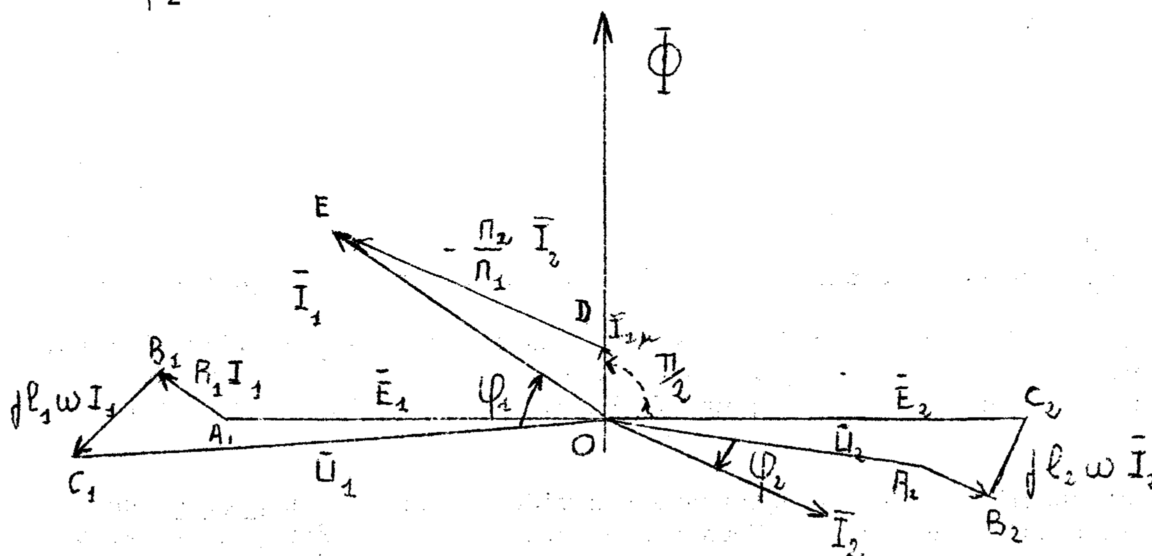


Figure V.5

On construit d'abord la figure O A_2 B_2 C_2. Connaissant ainsi E_2, on trace Φ déphasé de $\pi/2$ en avance sur E_2. On porte dans la direction de Φ, $I_{1\mu}$ (nous supposons qu'il n'y a pas d'hystérésis). Puis de D ainsi connu, nous traçons le vecteur $-n_2/n_1\ \bar{I}_2$ qui détermine le point E et par conséquent $\bar{I}_1$, ce qui traduit la relation(17) :

$$n_1\,\bar{I}_1 + n_2\,\bar{I}_2 = n_1\,\bar{I}_{1\mu}$$

En quadrature avance avec $\bar{\Phi}$, c'est-à-dire en opposition avec $\bar{E}_2$, nous portons $\bar{E}_1$

$$\bar{E}_1 = -\frac{n_1}{n_2}\,\bar{E}_2 = -\frac{1}{m}\,\bar{E}_2$$

A partir de A_1 ainsi défini, nous traçons $R_1\,\bar{I}_1$ et $j\,l_1\omega\bar{I}_1$ puisque le module et la phase de $\bar{I}_1$ sont connus par le triangle ODE. On obtient donc le point C_1, c'est-à-dire $\bar{U}_1$ et le déphasage primaire φ_1.

Bien entendu cette construction peut être faite à partir de $\bar{U}_1$, $\bar{I}_1$ et φ_1.

Conclusions.

1) Les tensions U_1 et U_2 et les courants I_1 et I_2 ne sont plus rigoureusement en opposition de phase, mais toutefois l'écart reste toujours assez faible. Il ne faut pas oublier en effet que les chutes de tension sont toujours réduites dans un transformateur comme on le verra : les triangles A_1 B_1 C_1 et $A_2B_2C_2$ restent toujours petits vis-à-vis de OA_1 et OA_2.

2) En charge, on a :

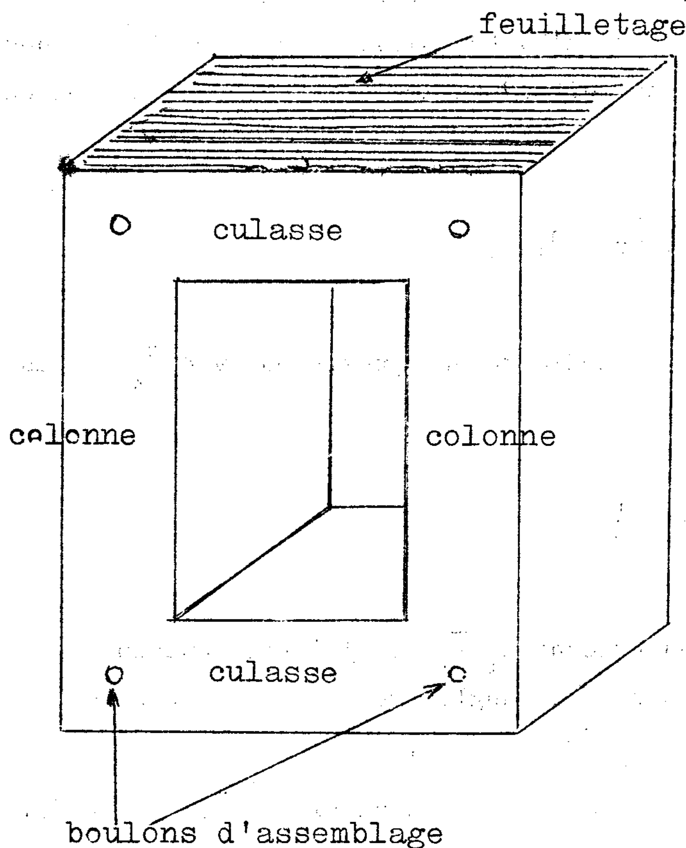
$$\frac{U_2}{U_1} \neq \frac{n_2}{n_1} = m$$

Le rapport $\frac{U_2}{U_1}$ se désigne parfois sous le nom de "rapport de transformation en charge", par opposition avec m = "rapport de transformation à vide". En réalité, dans les transformateurs de puissance, les deux rapports diffèrent de moins de 10%, car les chutes de tension sont toujours faibles, comme il vient d'être dit.

3) Le courant absorbé par le transformateur à vide est faible et presque en quadrature avec la tension aux bornes. Nous disons presque car en fait, nous avons négligé les pertes, et en particulier les pertes à vide qui correspondent à un courant actif, très faible d'ailleurs.

V.4 - DESCRIPTION SOMMAIRE D'UN TRANSFORMATEUR.

Nous décrirons un transformateur monophasé, le transformateur triphasé n'en différant que par le nombre des enroulements et la forme du circuit magnétique.



Il est constitué par un circuit magnétique rectangulaire formé de 2 colonnes recevant les enroulements et par 2 culasses. Ce circuit est réalisé en tôle magnétique de très bonne qualité. Pour les très petits transformateurs (moins de 100 VA), on utilise de la tôle 2,6 W ou 1,6 W ; mais dès que la puissance dépasse 1 KVA, on se sert surtout de tôle dite " à cristaux orientés" dont les pertes à 1 T et 50 Hz sont inférieures à 0,6 W par Kg (cette tôle est dite aussi : tôle 0,6 W). L'épaisseur des tôles est de 35/100 (tôle 0,6 W à 1,6 W) à 50/100 (tôle 2,6W) ; pour

les très petits transformateurs, l'isolement entre les tôles est dû uniquement à la calamine naturelle (laminage à chaud). Mais il est préférable de faire usage de tôles vernies et même émaillées pour les grosses unités. L'assemblage est obtenu par boulons, ces boulons étant isolés de la masse par des tubes et des rondelles isolantes pour éviter de refermer les courants de Foucault. Ces diverses précautions ramènent les pertes magnétiques à une valeur très faible dans les transformateurs modernes.

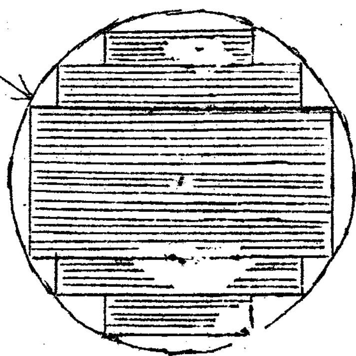


Figure V.7

Les enroulements sont toujours cylindriques dès que la puissance dépasse 1 ou 2 KVA (facilité de réalisation surtout pour les conducteurs de grosse section). Si le noyau était carré, la surface serait mal utilisée ce qui conduirait à section égale de fer, à utiliser une longueur de spire plus grande, donc à une augmentation du poids de cuivre. Pour cette raison, on utilise des sections de noyau en gradins, constitués par plusieurs largeurs de tôles -(fig. V-7).

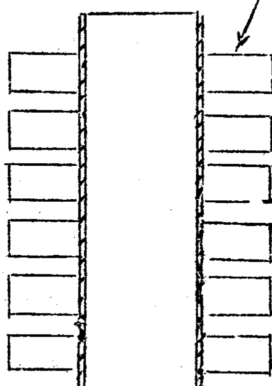


Figure V.8

Les enroulements réalisés en fil de cuivre rond pour les plus faibles sections ou rectangulaire pour les intensités plus élevées, sont disposés soit sous forme de galettes juxtaposées (fig. V.8) (transformateurs haute tension) soit en couches occupant toute la hauteur d'une colonne. Le support est constitué par des cylindres de carton bakélisé enfilés sur le circuit magnétique et calés sur celui-ci par des barres de bois bakélisé.

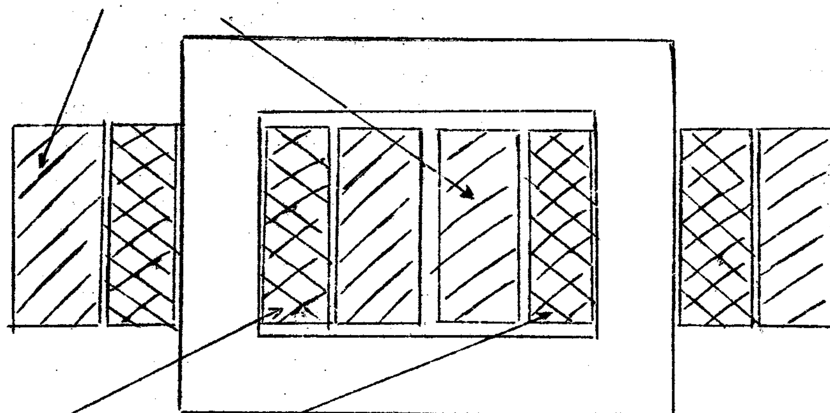


Figure V.9

Les enroulements sont disposés soit sur une seule colonne soit sur deux colonnes ; dans ce dernier cas, le primaire et le secondaire sont divisés en deux moitiés identiques connectées soit en série, soit en parallèle (fig. V.9). Cette disposition permet d'éviter les fuites magnétiques très élevées, et par conséquent les chutes de tension importantes, qui se produiraient si une colonne recevait le primaire, l'autre le secondaire.

Pour des tensions inférieures à 10 à 15 KV et des puissances plus petites que 100 ou 200 KVA, les transformateurs sont à refroidissement naturel dans l'air. Pour les tensions plus élevées, l'isolement dans l'air devient difficile : la rigidité diélectrique de l'air impose de ne pas dépasser un gradient de potentiel de plus de 15 KV/cm, alors que dans l'huile, on peut dépasser 50 KV/cm (valeurs de crête). De plus l'immersion dans l'huile permet un meilleur refroidissement du transformateur, la conductivité thermique et la chaleur spécifique de l'huile étant beaucoup plus élevées que celle de l'air. Pour pouvoir évacuer la chaleur produite par les pertes dans les grands transformateurs (à pleine charge les pertes totales d'un transformateur de 100.000 KVA sont de l'ordre de 400 KW), on active même le refroidissement par des radiateurs extérieurs où l'huile est maintenue en circulation continuelle. Ces radiateurs sont souvent refroidis artificiellement par des ventilateurs commandés par thermostats.

V.5 - TRANSFORMATEURS TRIPHASES.

Un transformateur triphasé peut être constitué par la réunion de trois transformateurs monophasés identiques dont les primaires et les secondaires peuvent être couplés en étoile ou en triangle (cette disposition est utilisée à l'heure actuelle pour les très grosses unités (plus de 300.000 KVA dont le transport serait prohibitif).

Par contre dans un but de réduction du poids de fer et d'encombrement, on réalise pour toutes les puissances inférieures des unités triphasées disposées sur des circuits magnétiques à trois colonnes.

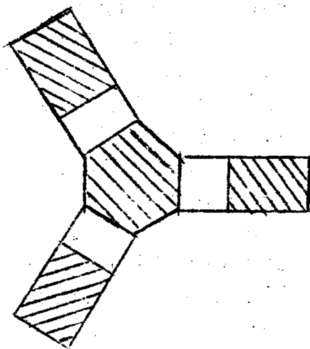


Figure V.10

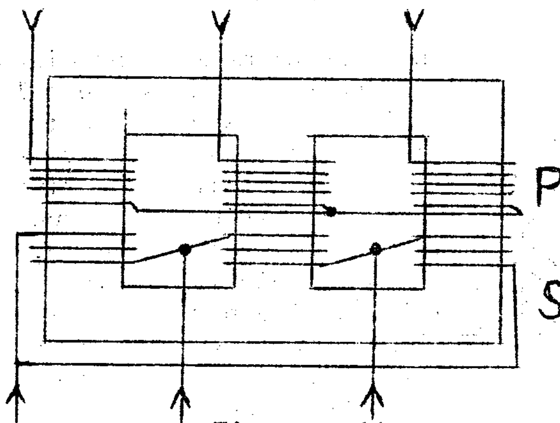


Figure V.11

En effet, le système de tensions triphasées étant équilibré, il en est de même des flux induits par ces tensions dans les trois noyaux des transformateurs monophasés. La somme instantanée de ces flux est donc nulle et si nous avions réalisé le transformateur triphasé avec une colonne commune de retour, cette colonne serait traversée par un flux nul (fig. V.10 cf. courant dans le neutre d'un système triphasé étoile équilibré). On peut donc la supprimer : voici un nouvel avantage du triphasé; mais pratiquement, pour des questions de commodité de fabrication, on dispose les trois noyaux dans le même plan, arrivant ainsi à la disposition de la fig. V.11 (transformateur dit à flux forcé).

Les enroulements primaire et secondaire sont couplés d'une façon quelconque. Dans la fig. V.11, nous avons supposé un couplage primaire en étoile et secondaire en triangle, mais toutes les combinaisons sont possibles.

V.6 - ESSAIS DES TRANSFORMATEURS.

V.6.1 - Mesure du rapport de transformation.

On fait un essai à vide en alimentant le transformateur par son primaire à tension nominale, le secondaire étant fermé uniquement sur un voltmètre (fig. V.12). Le courant magnétisant I_1 étant très faible comme nous l'avons vu, les chutes de tension tant primaires que secondaires sont négligeables et l'on a pratiquement, en valeur absolue :

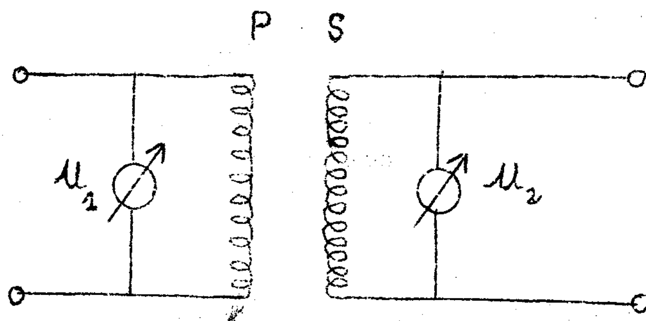


Figure V.12.

$U_1 = E_1 \quad U_2 = E_2$

(voir V.3.3 et V.3.4)

On a donc :

$$m = \frac{E_2}{E_1}$$

Comme le rapport doit être connu avec grande précision (cf. cours de l'année, couplage en parallèle des transformateurs), il est bon d'employer le même voltmètre au primaire et au secondaire en utilisant éventuellement des transformateurs de potentiel de rapport convenable. De toute manière, il est préférable de se servir du même voltmètre sur 2 calibres différents : les erreurs de proportionnalité tendent à disparaître et les erreurs d'étalonnage sont susceptibles d'être de même sens.

Dans le cas des transformateurs triphasés, il est bon de vérifier le rapport de transformation pour chaque phase. Il faut se rappeler par ailleurs que m désigne le rapport de transformation par colonne ($m = n_2/n_1$). Le rapport des tensions primaires/secondaires n'est égal à m que si les couplages des deux enroulements sont identiques (triangle-triangle ou étoile-étoile). Dans le cas du couplage triangle-étoile, on a :

$$\frac{U_2}{U_1} = N = \frac{n_2}{n_1} \sqrt{3} = m \sqrt{3}$$

U_2 et U_1 désignant toujours les tensions entre phases, puisque

$$U_2 = V_2 \sqrt{3} \qquad \text{et} \qquad U_1 = V_1$$

V.6.2 - Essais à vide.

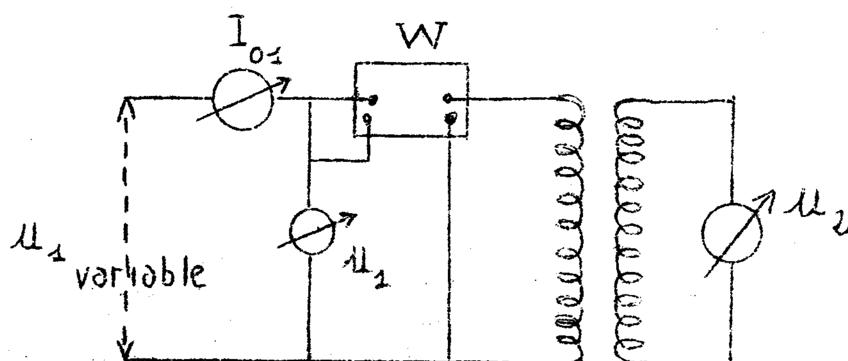


figure V.13

Cet essai consiste à relever le courant I_o et la puissance P_o absorbés par le primaire en fonction de la tension U_1 le secondaire étant à circuit ouvert (montage indiqué fig. V.13). On profite en général du montage pour mesurer en même temps

$$m = \frac{n_2}{n_1}$$

en disposant un voltmètre aux bornes du secondaire.

Rèmarque.

A l'enclenchement de la tension primaire, il risque de se produire un très fort appel de courant susceptible de détériorer l'ampèremètre et le wattmètre (le disjoncteur peut même déclencher). Il sera bon de court-circuiter les ampéremètres et wattmètres à la mise sous tension.

Courbes à tracer.

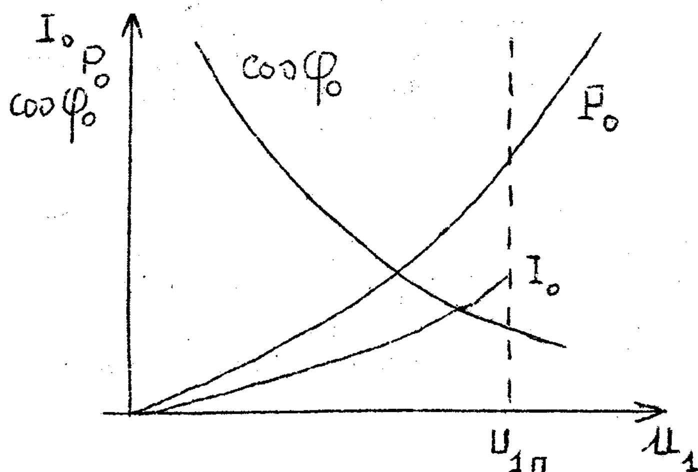


Figure V.14

On relèvera en fonction de U_1 les courbes de I_o, P_o et de $\cos\varphi_o$ (fig. V.14).

On notera que le $\cos\varphi_o$ étant très faible (souvent inférieur à 0,2) le wattmètre peut occasionner des erreurs importantes dans les essais des transformateurs monophasés et diphasés (voir II.2).

On pourra augmenter la tension jusqu'à 1,1 fois la tension nominale. Dans l'**industrie** on se contente souvent de faire cet essai uniquement pour la valeur nominale de la tension. Le courant à vide I_{10} est inférieur à 0,1 I_{1n}. Il représente presque uniquement le courant magnétisant $I_{1\mu}$ déwatté, puisque le $\cos\varphi$ est très faible (les pertes à vide étant faibles, il en est de même de la composante active de I_o).

Remarques.

1) On pourra relever la courbe de U_2 en fonction de U, dans les petits transformateurs. Cela permettra de se rendre compte de l'importance du courant magnétisant dans la mesure du rapport de transformation sous tension réduite (chutes de tension).

2) Dans l'essai à vide des transformateurs triphasés à 3 colonnes, on constate un déséquilibre important entre les courants absorbés par les phases extrêmes et celui absorbé par la phase centrale. Cela est dû à la dissymétrie des trajets du flux pour les 3 phases. Ce déséquilibre peut atteindre 15% ; on prendra alors pour le calcul de cos φ_0 la somme des puissances apparentes sur les 3 phases.

V.6.3 - Essais en court-circuit.

Alors que l'essai à vide est effectué à tension normale avec courant réduit dans l'essai en court-circuit, on obtient un courant normal sous tension primaire réduite.

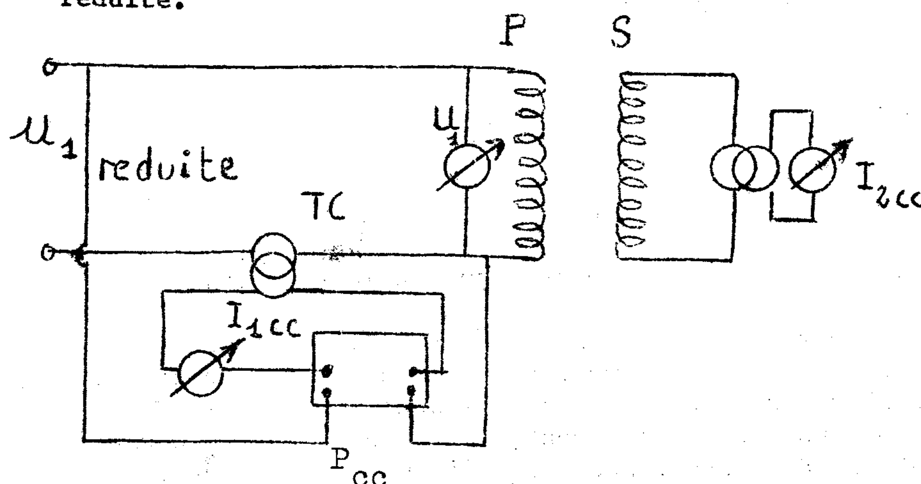


Figure V.15

On alimente le primaire du transformateur à tension réduite à l'aide d'une impédance série réglable par exemple. Le transformateur est mis en court-circuit au secondaire sur un ampèremètre. On applique au primaire une tension progressivement croissante et on relève en fonction de U_{1cc} : I_{2cc}, P_{cc} et cos φ_{cc}. Sur le schéma fig. V.15 un transformateur de courant T.C a été figuré. La tension à appliquer au primaire pour obtenir un courant secondaire en court-circuit égal au courant nominal I_{2n} s'appelle tension de court-circuit.

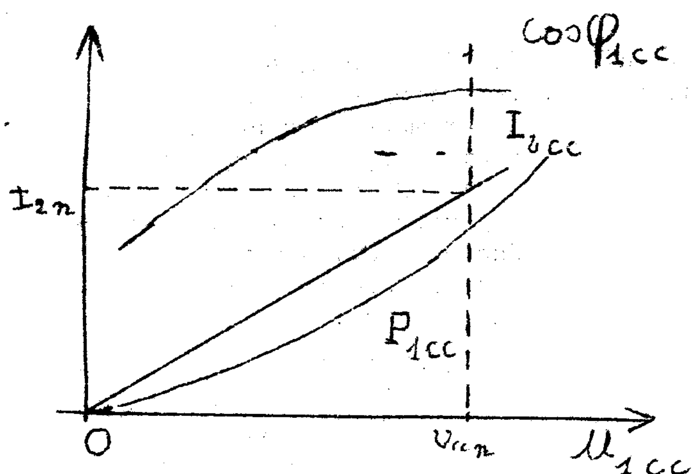


Figure V.16

On l'exprime en % de la tension nominale primaire, elle est comprise entre 5 et 15%. C'est une tension de cet ordre qu'il convient donc d'appliquer au primaire. Les courbes obtenues ont l'allure indiquée fig. V.16.

La caractéristique I_{2cc} en fonction de U_{1cc} est une droite. En effet on peut, à partir des équations (14), (15) et (16), montrer que le

fonctionnement du transformateur peut être représenté par la seule relation :

$$\overline{U}'_1 = \overline{U}_2 + (\rho + j\lambda\omega)\,\overline{I}_2 \qquad \text{(équation de Kapp)}$$

Avec $\overline{U}'_1 = m\,\overline{U}_1$ tension ramenée au secondaire.

$\rho = m^2 R_1 + R_2$ résistance totale du transformateur ramenée au secondaire.

$\lambda = m^2 l_1 + l_2$ inductance totale de fuite du transformateur ramenée au secondaire.

ρI_2 représente la chute ohmique et $\lambda\omega I_2$ la chute inductive pour tout le transformateur. Elles s'expriment en % de la tension nominale.

Comme ρ et λ sont des constantes, en court-circuit, on a :

$$\overline{U}'_{1cc} = 0 + (\rho + j\lambda\omega)\,\overline{I}_{2cc}$$

$$m\,\overline{U}_{1cc} = (\rho + j\lambda\omega)\,\overline{I}_{2cc} = Z_{cc}\,\overline{I}_{2cc}$$

Le courant de court-circuit est donc bien proportionnel à la tension.

D'autre part, la tension de court-circuit étant très faible, il en est de même de l'induction. Les pertes fer, sensiblement proportionnelles au carré de l'induction, sont donc négligeables. Par contre les pertes Joule ont leurs valeurs normales puisque les courants sont normaux. Finalement, P_{1cc} représente uniquement les pertes Joule du transformateur (à 1% près, pour $U_{1cc}\% \leq 10\%$, ce qui est déjà important comme valeur de tension de court-circuit).

$P_{1cc} = f(U_{1cc})$ est donc une parabole.

Ces des transformateurs triphasés.

Il est préférable d'effectuer le court-circuit en étoile et non en triangle. En effet, on voit (fig. V.17), que dans le cas du montage triangle, deux des ampèremètres shuntent le troisième, d'où une erreur si les 3 appareils n'ont pas rigoureusement la même impédance. Pratiquement, on utilise en étoile qu'un seul ampèremètre.

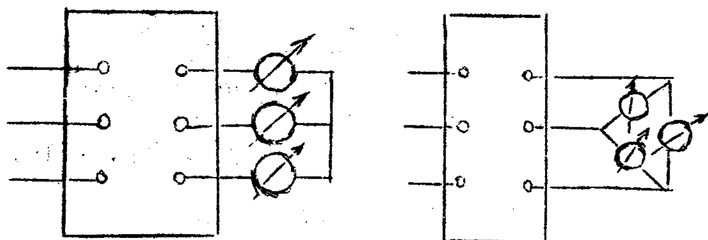


Figure V.17

Il faut d'ailleurs assurer dans cet essai de très bons contacts avec des conducteurs de faible résistance en évitant les boucles. En effet l'impédance des conducteurs pourrait n'être plus négligeable vis-à-vis de l'impédance interne du transformateur dans le cas de secondaires à basse tension.

V.6.4 - Essais en charge.

Ils consistent à relever les courbes $U_2 = f(I_2)$ pour $\cos\varphi_2 = Cte$ et $U_1 =$ constante $= U_1$ nominale. Pour cela, on charge le transformateur par une résistance et une inductance en parallèle, pour obtenir le courant I_2 et le $\cos\varphi_2$ désirés. On choisit pour $\cos\varphi_2$ les valeurs usuelles 1 et 0,8 arrière. Le montage est indiqué fig. V.18 et les courbes fig. V.19. Les chutes de tensions

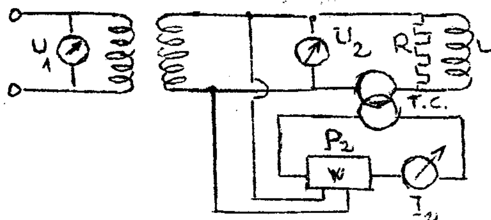


Figure V.18

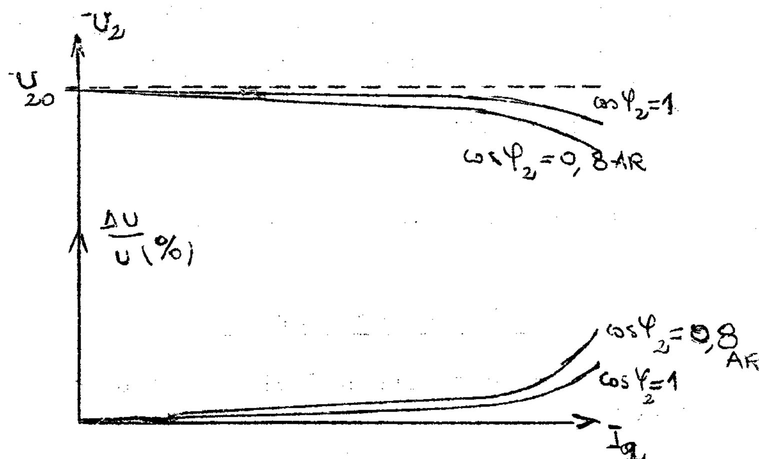


Figure V.19

ne dépassant pas quelques centièmes, on trace souvent les courbes de $\frac{\Delta U_2}{U_2}$ en % plutôt que les courbes de U_2 :

$$\frac{\Delta U_2}{U_2} \% = 100 \; \frac{U_{20} - U_2}{U_{20}}$$

Les mesures de tension doivent être soignées. Comme U_1 peut légèrement varier du fait du réseau, on effectuera la correction

$$\frac{U'_1}{U_1} = \frac{U'_2}{U_2}$$

V.7 - PERTES ET RENDEMENTS

La mesure des rendements pourrait être faite en disposant un wattmètre sur le primaire de transformateur :

$$\eta = \frac{P_{utile}}{P_{absorbée}} = \frac{P_2}{P_1}$$

Le rendement des transformateurs étant toujours supérieur à 95% dès que la puissance dépasse 10 ou 12 KVA, le procédé est très imprécis et l'on utilise la méthode des pertes séparées.

V.7.1 - Pertes à vide.

Ce sont les pertes fer. Elles sont représentées par la puissance P_o mesurée dans l'essai à vide. En effet, le courant I_{10} étant très faible comme nous l'avons vu ($I_{10} < 0,1\ I_{1N}$) les pertes Joule dans cet essai valant $R_1\ I_{10}^2$ sont donc tout à fait négligeables ($R\ I_{10}^2 < 0,01\ R_1\ I_{1N}^2$).

On peut donc écrire :

Pertes fer $\simeq$ P_o à moins de 1% près.

V.7.2 - Pertes en charge.

Ce sont des pertes Joule. On peut mesurer en courant continu R_1 et R_2 et écrire :

en monophasé : $P_J = R_1 I_1^2 + R_2\ I_2^2$

en diphasé : $P_J = 2(R_1\ I_1^2 + R_2\ I_2^2)$

en triphasé : $P_J = \frac{3}{2}\ (R'_1\ I_1^2 + R'_2\ I_1^2)$

R'_1 et R'_2 désigant les résistances mesurées entre bornes quel que soit le montage.

En effet, considérons les schémas étoile et triangle fig.V.20. Nous aurons

en étoile :

$P_J = 3\ r\ I^2$

or :

$R' = 2\ r$, d'où

$P_J = \frac{3}{2}\ R'\ I^2$

en triangle :

$P_J = 3\ r\ J^2$

or :

$J = I/\sqrt{3}$ et $r = \frac{3}{2}\ R'$

d'où

$P_J = 3\ \frac{3}{2}\ R'\ (\frac{I}{\sqrt{3}})^2 = \frac{3}{2}\ R' I^2$

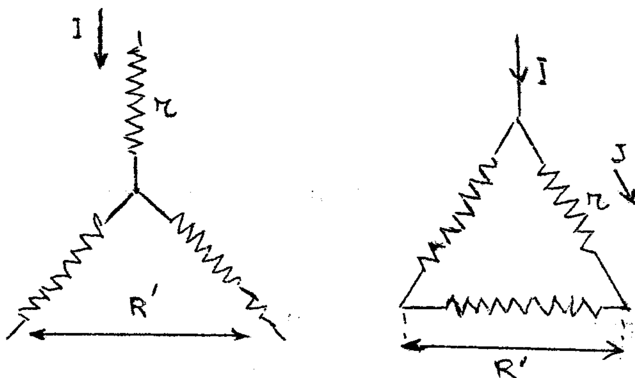


Figure V.20

Il n'y a donc pas à se préoccuper du montage ; il suffit de mesurer seulement la résistance entre bornes ; on utilisera le montage aval car cette résistance est très faible. On effectuera la mesure à chaud ou bien on fera la correction de température :

$$R'_t = R'_{to} \left[1 + \alpha (t - t_o)\right] \quad (\alpha = 4 \times 10^{-3})$$

Cette méthode ne permet pas de tenir compte de certaines pertes supplémentaires dues au fait que la résistance en courant alternatif est plus élevée que cette mesurée en courant continu (effet pelliculaire). C'est pourquoi il est préférable de déduire les pertes Joule totales de l'essai en court-circuit. Nous avons vu en effet en V.6.3 que la puissance P_{1cc} représente uniquement les pertes Joule pour le courant I_{2cc} correspondant (fig. V.21). En portant le courant I_2 sur la droite $I_{2cc} = f(U_{1cc})$, on obtient donc P_J pertes Joule totales dans le transformateur pour le courant I_2 considéré et le courant primaire I_1 correspondant. Cette méthode est la plus précise.

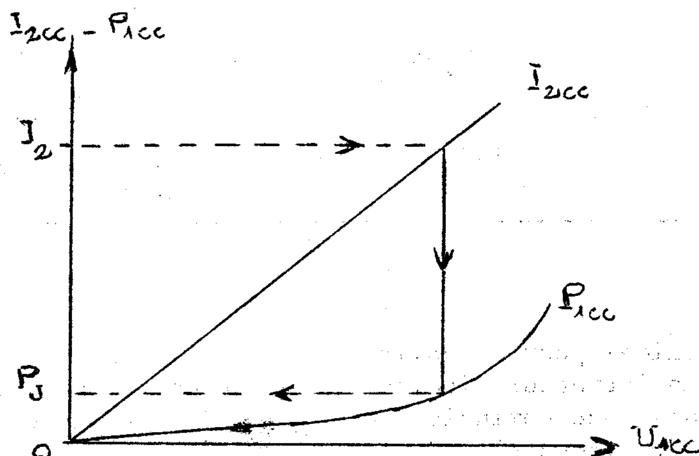


Figure V.21

V.7.3 - Rendement.

Il s'écrit très simplement :

$$\eta = \frac{P_{utile}}{P_{absorbée}} = \frac{U_2 I_2 \cos \varphi_2}{U_2 I_2 \cos \varphi_2 + P_{fer} + P_J}$$

On ajouetra éventuellement à ces pertes la consommation des ventilateurs de refroidissement et des pompes de circulation d'huile.

V.8 - EXEMPLES DE CARACTERISTIQUES DE TRANSFORMATEURS.

Voici quelques données numériques permettant de fixer des ordres de grandeurs.

On remarquera que la chute ohmique est négligeable vis-à-vis de la chute inductive dans les gros transformateurs. Elle croît en valeur relative lorsque la puissance diminue. La tension de court circuit passe par un minimum pour des puissances assez faibles et on tend à l'augmenter dans les grosses unités d'interconnexion pour limiter les courants de court-circuit à des valeurs acceptables.

Puissance apparente nominale KVA	Tensions entre phases nominales V	Chute ohmique %	Chute inductive %	Tension de court - circuit %	Pertes			Rendement pleine charge cos φ =0,8
					à vide	en charge	totales	
100.000	225000/63000	0,27	12	12	140 Kw	270 Kw	410 Kw	0,995
10.000	63000/15000	0,65	9	9	15 Kw	65 Kw	80 Kw	0,990
1.000	15000/380	1,3	5	5,2	3,95Kw	13,6 Kw	17,55Kw	0,978
100	15000/220	2	4	4,5	640 w	2 000 w	2.640 w	0,968
16	15000/380	3,6	3,5	5	125 w	775 w	900 w	0,934

Enfin, le rendement étant maximal pour l'égalité entre les pertes à vide et les pertes en charge, tous les transformateurs indiqués présentent le maximum de leur rendement au-dessous de la puissance nominale. Ce maximum dépasse donc les valeurs indiquées dans la colonne "rendements".

CHAPITRE VI

A L T E R N A T E U R S S Y N C H R O N E S

VI - 1. PRINCIPE

Il a déjà été exposé au chapitre I - 1 : nous avons vu que l'on pouvait créer une force électromotrique polyphasée en faisant tourner des cadres déphasés de $\frac{2\pi}{q}$ dans un champ magnétique uniforme. On obtient ainsi des tensions sinusoïdales.

En fait, comme seul compte le mouvement relatif des cadres par rapport au champ, il est plus facile de faire tourner ce dernier et de laisser fixes les spires induites; tout d'abord, il suffit de 2 bagues pour amener le courant continu d'excitation aux inducteurs produisant le champ (il en faudrait 3 en triphasé, cas usuel) . De plus, la puissance à fournir à l'inducteur est considérablement plus faible que celle recueillie aux bornes de l'induit : le rapport des deux peut dépasser 300 dans un gros alternateur. Pour un alternateur de 100.000 KVA (on en construit de 660.000 KVA), il faudrait transmettre par les bagues 4.000 A sous 15.000volts ce qui est prohibitif. Enfin l'induit étant à tension élevée, l'isolement serait très difficile à réaliser s'il n'était pas fixe.

Remarque

Ce type d'alternateur est dit synchrone, car, nous allons le voir, sa vitesse est rigoureusement constante si la fréquence produite doit être elle-même constante (cas usuel). On verra par la suite qu'il existe un autre type de générateur de courant alternatif appelé génératrice asynchrone, constitué en fait par une machine asynchrone entrainée par un moteur à vitesse supérieure à celle du synchronisme. Cette machine a des conditions de fonctionnement tout à fait différentes.

VI - 2 FREQUENCE PRODUITE

Elle est évidemment proportionnelle à la vitesse de variation du flux puisque :

$$e = - \frac{d\phi}{dt} = - B_M\ S\ \omega \cos \omega t$$

(voir expérience du cerceau de Delezenne 1ère partie)

Mais, ω représente la vitesse angulaire de la spire par rapport au champ inducteur. Si au cours d'un tour cette spire subit p variations de flux ($+\phi$; $-\phi$, $+\phi$), la fréquence produite sera p fois plus grande. Donc

pour une machine bipolaire $f = N$

pour une machine à 2 p pôles $f = pN$

N désignant la vitesse en t/sec.

Or la fréquence est imposée (50 Hz pour presque tous les réseaux mondiaux, sauf pour les U.S.A. ou elle est de 60 Hz). D'autre part, la vitesse des turbines d'entrainement est en général bien déterminée : pour les turbines hydrauliques elle varie de 50 t/m (très basses chutes : turbines Kaplan) à 750 t/M (très hautes chutes : turbines Pelton). Pour les grosses turbines à vapeur on choisit une vitesse élevée pour obtenir un meilleur rendement (3.000 t/m ou 3.600 t/m aux U.S.A.). On voit donc que p est en fait bien défini.

VI - 3 DESCRIPTION

Comme nous venons de le voir c'est l'induit qui est fixe et constitue ainsi le stator, contrairement à la machine à courant continu.

VI - 3.1 Stator

Il est formé d'un empilage d'anneaux de tôle magnétique (tôle 1 W ou 1,6 W) comportant des encoches. Ces encoches portent un enroulement polyphasé à 2 p pôles (cf chap. IV-4). En général on construit des alternateurs triphasés et beaucoup plus rarement monophasés.

VI - 3.2 Rotor

A l'intérieur du stator tourne un rotor comprenant également 2 p pôles alternativement N et S. Ce rotor peut être de deux types : à pôles saillants ou lisse.

VI - 3.2.1 Rotors à pôles saillants

Un rotor à pôles saillants est schématisé fig. VI - 1 dans le cas d'une machine tétrapolaire. Il comprend une partie massive en acier forgé, ou coulé munie dépanouissements polaires feuilletés. Cette partie est en effet soumise à une induction légèrement variable à cause du voisinage des encoches statoriques produisant des variations de réluctance; il convient donc d'y réduire les pertes par courant de Foucault (dans les petites machines les épanouissements polaires ne sont pas toujours feuilletés et sont alors d'une seule pièce avec le reste du rotor). La forme des épanouissements polaires est choisie pour donner à la f.e.m. de l'alternateur une forme aussi sinusoïdale que possible.

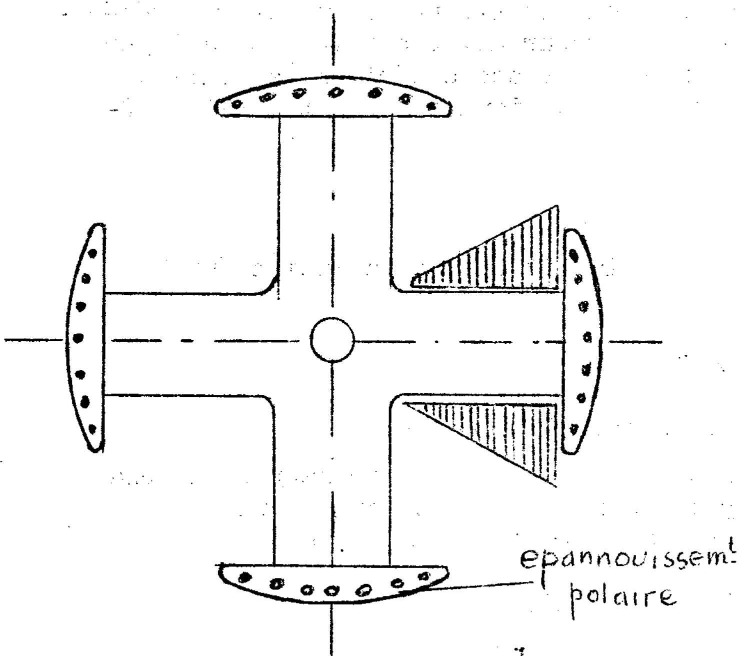


Fig. VI-1

Les bobines inductrices sont enfilées sur ces pôles et connectées en série (une seule a été représentée fig. VI-1). On relie les extrémités de l'enroulement à 2 bagues de bronze ou d'acier sur lesquelles frottent les balais d'amenée du courant d'excitation.

Cette disposition est adoptée dans les machines de faible puissance (au dessous de quelques centaines de K V A).

Remarque

Dans les gros alternateurs à basse vitesse, où le nombre de pôles est **très** élevé (100 pôles pour un alternateur à 60 t/m), on utilise la disposition de la fig. VI-2. Une jante constituée de ségnements circulaires de tôle magnétique est emmanchée à chaud sur les extrêmités de bras en acier coulé. Cette jante reçoit les pôles entierement constitués par de la tôle magnétique. L'assemblage est assuré par des queues d'aronde. Le diamètre d'un tel rotor peut atteindre une dizaine de mètres et son poids peut dépasser 400 tonnes.

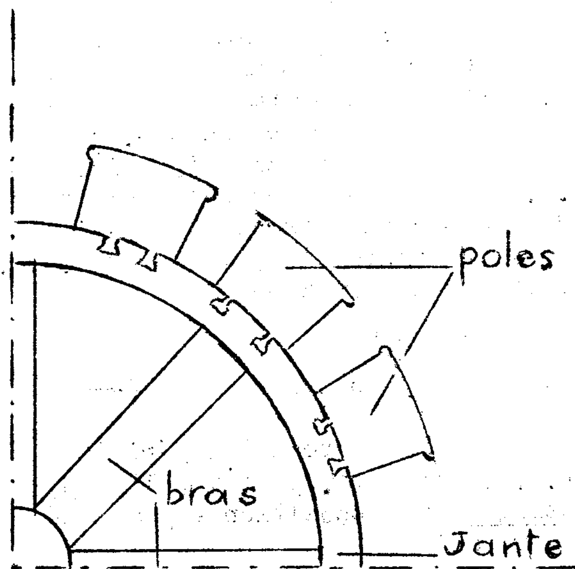


Fig. VI-2

VI - 3-2.2 Rotors lisses

Ces rotors équipent les alternateurs à grande vitesse (grosses machines à 1.000-1.500 ou 3.000 t/m), qui sont surtout destinées à être entrainées par des turbines à vapeur; on les appelle des turbo-alternateurs.

Le rotor est cette fois constitué par un cylindre massif d'acier forgé comportant, suivant les génératrices, des rainures dans lesquelles sont logés les conducteurs de l'inducteur (Fig. VI-3 à 4 pôles). Le diamètre est réduit, par contre la longueur est grande (puissance proportionnelle au volume. Pour un alternateur le 300.000 K V A à 3.000 t/m, le rotor à 1 m de diamètre environ et 4 à 5 mètres de longueur; il pèse une cinquantaine de tonnes.

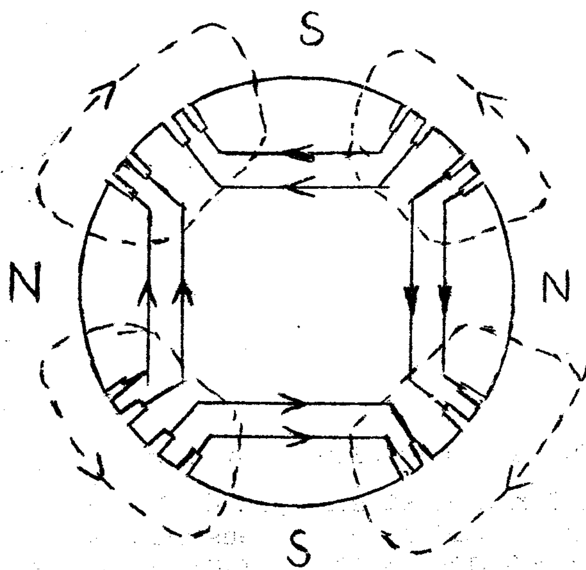


Fig. VI-3

VI-- 4 CALCUL DE LA FORCE ELECTROMOTRICE

VI - 4.1 Force électromotrice par spire -Angle électrique

Nous avons trouvé ci-dessus (VI-2), pour une spire et une paire de pôles :

$e_s = - B_M S \omega \cos \omega t = - \phi_M \omega \cos \omega t$

soit pour sa valeur efficace :

$$E_s = \frac{B_M S\ \omega}{\sqrt{2}} = \frac{\phi_M\ \omega}{\sqrt{2}} \quad \text{(B en Tesla - } \phi \text{ en W b - S en m}^2\text{)}$$

Pratiquement, il faudra utiliser plusieurs spires pour obtenir une force électromotrice suffisante. Comme il n'est pas possible de logertoutes les spires dans une même encoche, on en utilise plusieurs dont les conducteurs sont connectés en série. Mais les forces électromotrices correspondant aux diverses encoches ne sont pas en phase :

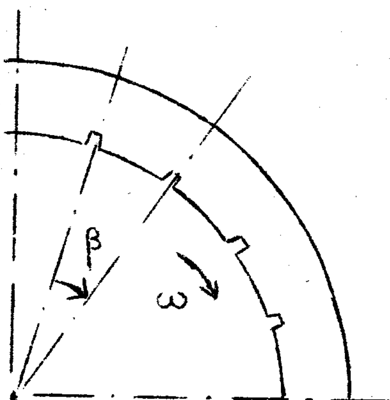


Fig. VI-4

En effet ces encoches étant décolées les unes aux autres, d'un angle au centre β (fig. VI-4), ne sont pas coupées par le flux inducteur au même instant. En fait, si le rotor est bipolaire (p = 1), les f.e.m. de deux encoches successives 1 et 2 seront déphasées de β mais si le rotor a p paires de pôles, les f.e.m. de 1 et 2 sont déphasées de :

$$\beta' = p\ \beta$$

puisque chaque rotation de $\frac{2\pi}{p}$ de l'inducteur correspond à 1 période de la f.e.m. produite. β' s'appelle angle électrique par opposition à β appelé angle mécanique.

VI- 4.2 Coefficient de bobinage - force électromotrice totale

Les forces électromotrices des conducteurs d'une encoche peuvent être considérées comme en phase, car ces conducteurs sont très rapprochés. Il n'en est pas ainsi pour les conducteurs de 2 encoches voisines dont les f.e.m. comme nous venons de le voir sont déphasées de β';
ainsi nous avons (fig. VI-4)

$$e_1 = E_1 \sqrt{2}\ \cos\ \omega\ t$$

$$e_2 = E_2 \sqrt{2}\ \cos\ (\omega t - \beta')$$

$$e_3 = E_3 \sqrt{2}\ \cos\ (\omega t - 2\ \beta')$$

– – – – – – – – – – – –

Les amplitudes $E_1 \sqrt{2}$, $E_2 \sqrt{2}$, $E_3 \sqrt{2}$, de ces tensions sont toutes égales à $E\sqrt{2}$ puisque les conducteurs ont même longueur et sont placés dans des conditions identiques. Si l'on trace le diagramme vectoriel de ces tensions, on obtient une fraction de polygone régulier et leur résultante (fig. VI-5) est représentée par A.B. La f.e.m. encoches est donc inférieure à m fois la f.e.m des conducteurs d'une encoche. Le rapport des deux tensions s'appelle :

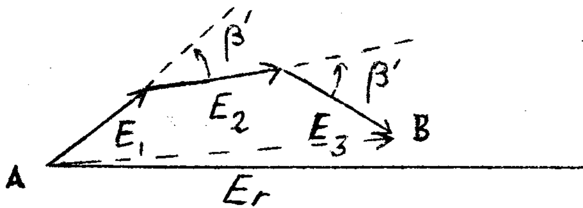


Fig. VI-5

coefficient de bobinage :

$$K = \frac{E_R}{E_1 + E_2 + \dots + E_m}$$

K est donc toujours inférieure à 1

Force électromotrice totale

Pour 1 encoche par pôle, si n_1 est le nombre de conducteurs par encoche, n_1 est également le nombre de spires par paire de pôles (1 spire comprend deux conducteurs : 1 d'aller et 1 de retour pour chaque pôle - cf induit en tambour des génératrices à courant continu). La force électromotrice vaut donc :

$$E_{encoche} = p\, n_1 \times E_s = p\, n_1 \frac{B_M S\ \omega}{\sqrt{2}} = p\, n_1 \frac{\phi_n\ \omega}{\sqrt{2}}$$

Pour les m encoches la force électromotrice totale vaudra donc K m fois la valeur par encoche :

$$E = K\, m\ p\, n_1 \frac{\phi_M\ \omega}{\sqrt{2}} = \frac{K\ p\ n}{\sqrt{2}}\ \phi_M\ \omega$$

n désignant alors le nombre total de conducteurs par pôle

Calcul du coefficient de bobinage

La définition de K permet facilement ce calcul. La fig. VI-5 montre que l'on a :

$$\bar{E}_R = \text{proj. } \bar{E}_1 + \text{proj. } \bar{E}_2 + \dots + \text{proj. } \bar{E}\, m$$

donc :

$$K = \frac{\sum \text{projections}}{m\, E_1}$$

On trouve facilement la limite de cette somme : si $n' \to \infty$ (répartition continue des conducteurs) on obtient le rapport de la corde à l'arc sous tendu donc :

$$K \longrightarrow \frac{\sin\ \alpha/2}{\alpha/2}$$

en désignant par α l'angle au centre correspondant à l'arc considéré, c'est à dire ici l'angle au centre entre conducteurs extrêmes.

En triphasé, $\alpha = \dfrac{\pi}{3}$. On trouve $K_{\text{limite}} = 0,95$

Conséquences : cas du monophasé

Traçons le contour polygonal des f.e.m correspondant aux diverses encoches (fig. VI-6)

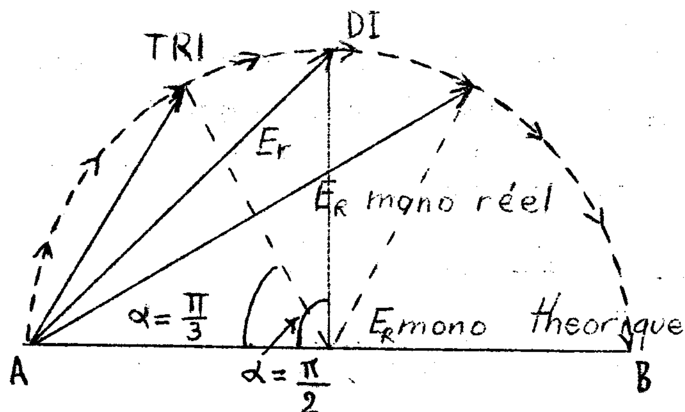


Fig. VI-6

Dans le cas du triphasé, une phase correspond à un angle au centre $\alpha = \dfrac{\pi}{3}$: il y a peu de différence entre E_R et $\sum E_1$, d'où K peu inférieur à 1.

En diphasé, $\alpha = \dfrac{\pi}{2}$, cette différence est plus sensible (on trouve pour valeur limite de K : 0,9)

Par contre en monophasé, on devrait avoir $\alpha = \pi$. On voit sur la figure que les f.e.m extrêmes (E_1, E_2 et $E_{n'-1}$, $E_{n'}$) étant presque perpendiculaires à A B, contribuent peu à la f.e.m totale, Mais les spires correspondantes augmentent le poids de cuivre, le prix du bobinage, les pertes Joule et les chutes de tension. En monophasé on ne bobinira donc qu'une fraction des encoches, pratiquement les 2/3 seulement. Nous retrouvons encore un avantage supplémentaire du triphasé sur le monophasé : machines moins couteuses et moins volumineuses à puissance égale.

VI - 5 FONCTIONNEMENT EN CHARGE

Dans le fonctionnement en charge, divers phénomèmes vont intervenir, et la tension aux bornes sera différente de la f.e.m. Il faut en trouver les causes dans les chutes de tensions (chute ohmique et chute inductive), et dans une modification du flux dùe à la réaction magnétique d'induit.

VI - 5.1 Chutes de tensions

L'enroulement induit présentant une certaine résistance, nous aurons déjà à considérer une chute de tension R I en phase avec le courant débité.

D'autre part, le flux produit par les enroulements statoriques ne se referme pas en entier à travers le fer des inducteurs;

Une partie passe à travers l'air dans l'entrefer (fig. VI-7). Comme dans le cas du transformateur, nous pouvons supposer que ce flux est proportionnel au courant dans le conducteur puisque la réluctance du trajet aérien de φ_f est constante. Ceci nous permet de définir une inductance de fuite λ créant une chute

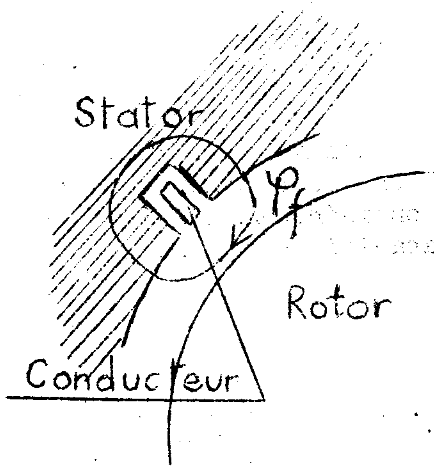


Fig. VI-7

de tension en quadrature avec I, de façon tout à fait analogue à celle envisagée pour les transformateurs. En tenant compte de la chute ohmique la tension instantanée aux bornes de l'induit s'écrira :

$$e_c = u + Ri + \lambda \frac{di}{dt}$$

C'est à dire en valeurs efficaces :

$$\bar{E}_c = \tilde{U} + R\bar{I} + j \lambda \omega \bar{I}$$

Le diagramme vectoriel correspondant est donné fig. VI-8. Nous désignerons $OC = E_c$ sous le nom de force électromotrice en charge de l'alternateur. Nous allons voir en effet que, comme dans une génératrice à courant continu, le flux en charge est différent du flux à vide du fait de la réaction magnétique d'induit.

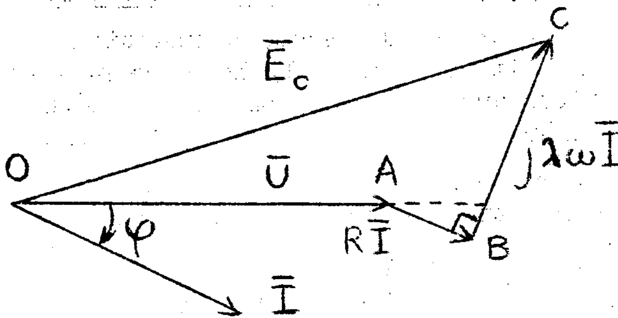


Fig. VI-8

VI - 5.2 Réaction magnétique d'induit

Lorsque l'alternateur débite un courant, son induit produit un champ magnétique : c'est le champ de réaction d'induit (cf : machines à courant continu). Pour un alternateur polyphasé, ce champ tourne à la vitesse $\frac{\omega}{p}$: il est donc fixe par rapport aux inducteurs (tournant eux mêmes dans le même sens à la vitesse $\frac{\omega}{P}$, puisque si cette rotation a lieu dans le sens direct, le système des f.e.m induites est lui-même direct ainsi que le système des courants que produisent ces f.e.m. Le système polyphasé des champs engendrés par ces courants est donc aussi direct). Par conséquent, pour un observateur lié au rotor, le champ tournant produit par le stator est donc un champ fixe continu de même nature que le champ inducteur produit par ce rotor. En régime permanent, champ rotorique inducteur et champ statorique de réaction d'induit sont donc fixes l'un par rapport à l'autre dans un diagramme d'espace.

Dans le cas d'un alternateur monophasé, le champ de réaction d'induit sera décomposé en deux champs, l'un direct et l'autre inverse. Le champ direct sera fixe par rapport au rotor, comme ci-dessus; par contre le champ inverse tournera à $\frac{2\omega}{p}$ par rapport à ce rotor.

Cette remarque sera importante lors de l'étude de la méthode de Potier pour la prédétermination des caractéristiques en charge.

Pour simplifier cette étude, nous supposerons que nous avons à faire à un alternateur monophasé bipolaire dont l'induit comporte une seule spire et donc l'inducteur est constitué par un aimant permanent. Nous considérerons successivement le débit sur résistance, sur inductance pure, sur capacité et enfin le cas général.

VI - 5.2.1 Débit sur résistance

Dans ce cas, le courant est en phase avec la f.e.m. Pour que l'effet du champ de réaction d'induit soit maximal, il faut que le courant, en phase avec ce champ, soit aussi maximal; il en sera donc de même de la f.e.m. Le flux, de l'inducteur à travers la spire, en avance de $\frac{\pi}{2}$ sur la f.e.m, devra par conséquent être minimal.

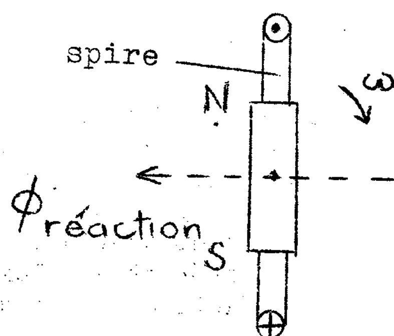


Fig. VI-9

(fig. VI-9). On voit que le flux de réaction d'induit,(ϕ réaction) est transversal : il a ainsi une action réduite, se limitant à une distorsion du flux (cf réaction d'induit d'une machine à courant continu).

VI - 5.2.2 Débit sur inductance pure

Pour que le champ de réaction d'induit soit maximal, le courant doit l'être aussi, mais comme il est déphasé de $\frac{\pi}{2}$ en arrière de la f.e.m, cette dernière doit être minimale et le flux par conséquent maximal. La position relative inducteur-spire est indiquée fig. VI-10 avec le sens des champs. On voit sur cette figure et aussi sur la fig. VI-11 où sont figurées les variations des trois grandeurs φ, e et i, que φ et i sont en opposition de phase : le champ produit par i est donc démagnétisant : la force électromotrice en charge sera inférieure à la f.e.m à vide. Cette réaction est dite : directe

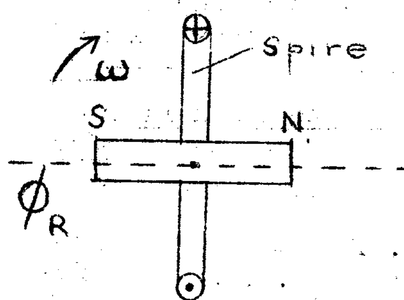


Fig. VI-10

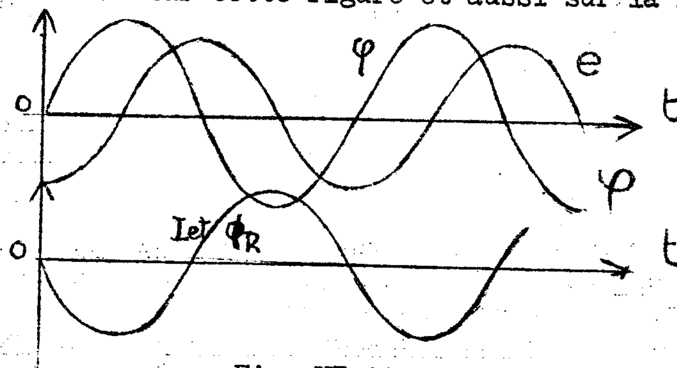


Fig. VI-11

VI - 5.2.3 Débit sur capacité pure

Le même raisonnement que ci-dessus conduit aux figures VI-12 et 13. Cette fois le flux inducteur et le flux de réaction d'induit sont en phase : la réaction d'induit est magnétisante et la force électromotrice en charge sera supérieure à la f.e.m à vide.

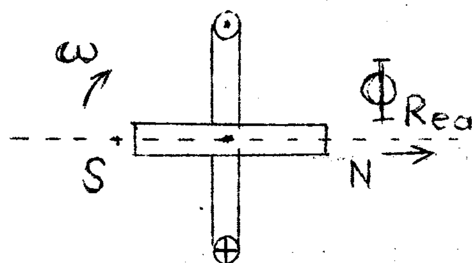


Figure VI.12

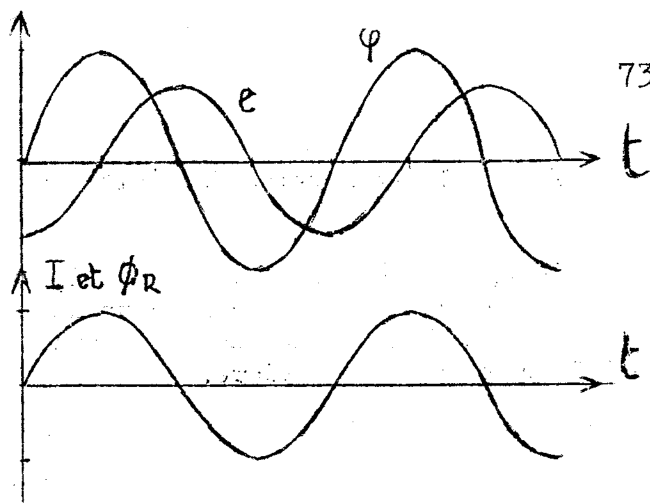


Figure VI.13

Cette réaction d'induit est encore dite : directe.

VI.5.2.4 - Cas général : charge quelconque.

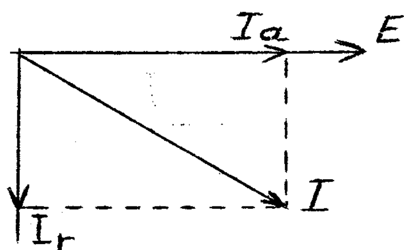


Figure VI.14

Dans ce cas, le courant est déphasé de φ quelconque sur la f.e.m (fig. VI.14). Nous décomposerons alors $\bar{I}$ en une composante active, $\bar{I}_A$ en phase avec $\bar{E}$ et une composante réactive, $\bar{I}_R$ en quadrature avec $\bar{E}$, la composante $\bar{I}_A$ ne donnera lieu qu'à la réaction transversale, donc à une distorsion du flux n'ayant qu'une action assez faible sur la f.e.m. Par contre $\bar{I}_R$ donnera une réaction démagnétisante (dans le cas de la fig. VI.14), ou magnétisante. Les résultats seront par conséquent intermédiaires entre le débit sur résistance pure et réactance pure.

En résumé.

La réaction magnétique d'induit est démagnétisante dans un débit à cos φ arrière (inductif) et magnétisante dans le cas d'un débit à cos φ avance (capacitif) . La force électromotrice en charge est donc, suivant les cas, plus faible ou plus élevée qu'à vide. La méthode de Potier (cf. cours de 2° a. E) permet de déterminer la réaction magnétique d'induit et d'en déduire les caractéristiques en charge de la machine.

VI.6 - ESSAIS DES ALTERNATEURS.

Nous étudierons les caractéristiques à vide, en court-circuit, en charge à excitation constante et à tension constante.

VI.6.1 - Caractéristique à vide.

C'est la caractéristique

$$E = f\ (J)$$

La force électromotrice de l'alternateur $E = \frac{K\ p_n}{\sqrt{2}}\ \Phi_M\ \omega$

montre qu'à vitesse constante, cas usuel, la f.e.m est proportionnelle au flux comme dans une génératrice à courant continu. La caractéristique à vide E = f (J) représente donc à 2 changements d'échelles près ($\mathcal{B} \rightarrow E$ et $nJ \rightarrow J$) la courbe de magnétisme.

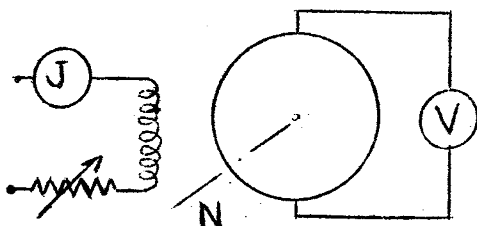


Figure VI.15

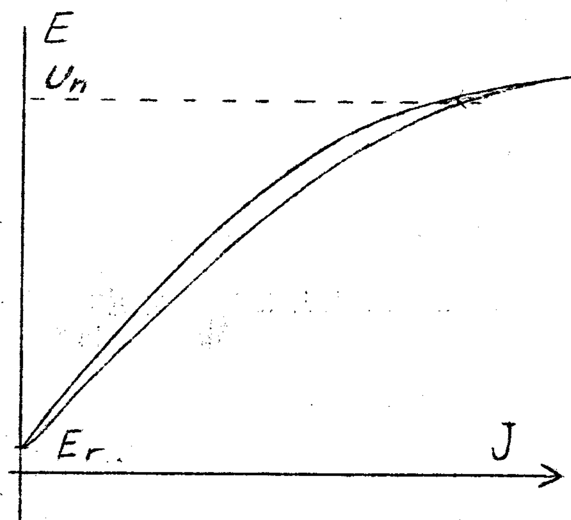


Figure VI.16

Pour relever cette caractéristique (fig. VI.15 et 16) on procède comme en courant continu en ne connectant aux bornes de la machine q'un voltmètre ferromagnétique. On ne pourra tracer bien sûr qu'un 1/2 cycle d'hystérésis, l'inversion de l'excitation, inutile ici, se traduisant uniquement par un changement de phase de π de la f.e.m. On évitera les retours en arrière sur J, comme dans toutes les mesures où l'hystérésis risque d'intervenir. La vitesse sera maintenue constante, mais on pourra effectuer la correction de proportionnalité entre E et N en cas de variations de vitesse. Il faut monter à une tension d'environ 1,2 à 1,4 fois la tension nominale U_N.

En triphasé, on s'assurera que la différence de potentiel soit bien la même sur les 3 phases (ce dernier essai n'est à effectuer qu'au voisinage de la tension nominale).

La tension de rémanent doit être notée, car elle intervient dans certains cas (cf. prédétermination des caractéristiques en charge par la méthode de Potier).

VI.6.2 - Caractéristique en court circuit.

C'est la courbe $I_{cc} = f(J)$ pour $U = 0$. L'alternateur sera mis en court circuit sur un ampèremètre de faible impédance. Dans le cas d'alternateurs triphasés, on utilisera une mise en court-circuit en montage étoile, pour les raisons indiquées lors de l'essai en court-circuit des transformateurs. Les mêmes précautions seront d'ailleurs prises dans les deux cas en ce qui concerne la résistance des câbles, leur section, etc. (fig.VI.17). On donnera au courant d'excitation, une valeur très faible et on l'augmentera progressivement jusqu'à obtenir un courant de court-circuit de l'ordre de 1,2 à 1,5 fois le courant nominal.

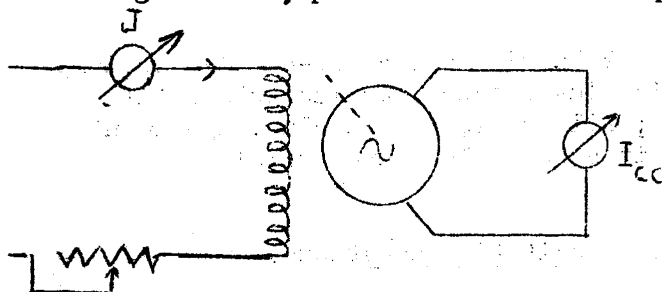


Figure VI17

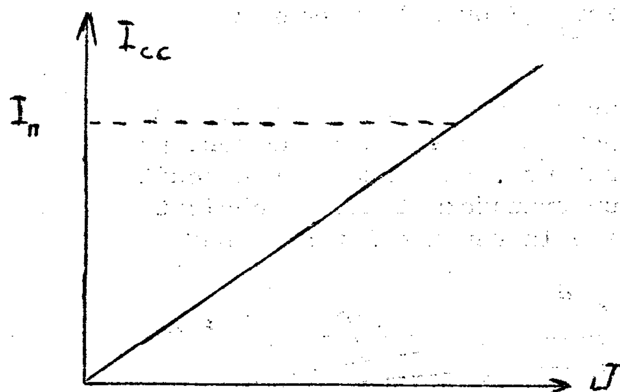


Figure VI.18

Le flux étant très faible dans cet essai, la saturation n'intervient pas. On reste toujours dans la partie rectiligne de la caractéristique à vide et E est proportionnel à J. Le courant de court-circuit a pour valeur:

$$I_{cc} = \frac{E}{\sqrt{R^2 + \mathcal{L}^2\omega^2}}$$

R

l'inductance $\mathcal{L}$ étant constante comme nous l'avons vu, $I_{cc} = f(J)$ est donc une droite comme pour un transformateur.

Remarque.

$\mathcal{L}\omega$ n'est pas égal à $\lambda\omega$ réactance de fuites de l'induit ; $\mathcal{L}\omega$ s'appelle réactance synchrone. $\mathcal{L}$ est en réalité l'inductance cyclique ou effective totale de l'induit.

On a :

$$\mathcal{L} = \lambda + L$$

où L représente l'inductance cyclique due au flux de réaction d'induit. Ces notions seront précisées dans le cours de 2° E.

Il n'est pas nécessaire de maintenir la vitesse constante pendant l'essai. En effet, R est en général faible vis-à-vis de $\mathcal{L}\omega$ et R^2 est négligeable devant $\mathcal{L}^2$, on a donc :

$$I_{cc} \simeq \frac{E}{\mathcal{L}\omega}$$

E et ω étant tous les deux proportionnels à la vitesse, celle-ci n'intervient donc pas. Cette conclusion n'est toutefois plus exacte pour les très petites machines où R et $\mathcal{L}\omega$ sont du même ordre ; elle ne le serait plus, également pour la même raison, si la vitesse tombait à une valeur trop faible.

VI.6.3 - Caractéristiques en charge à excitation constante.

Ce sont les caractéristiques U = f(I) à J = cte et cos φ en paramètre. On effectue ces essais pour cos φ = 1 et cos φ = 0,8 AR (ou toute autre valeur spécifiée). L'essai à cos φ avance est délicat à réaliser, surtout aux faibles cos φ (risques d'auto-amorçage). La vitesse sera maintenue constante, mais dans le cas de faibles variations (2 ou 3%) on pourra admettre la proportionnalité de N et de U.

L'alternateur sera entrainé par un moteur de puissance supérieure ou égale à sa puissance active nominale ; c'est pourquoi ces essais ne sont pas réalisables en plateforme pour les gros alternateurs. Le montage du circuit de charge est le même que celui réalisé pour un transformateur. On choisit pour valeur de l'excitation celle donnant à vide la tension normale. Les courbes obtenues sont indiquées fig. VI.19.

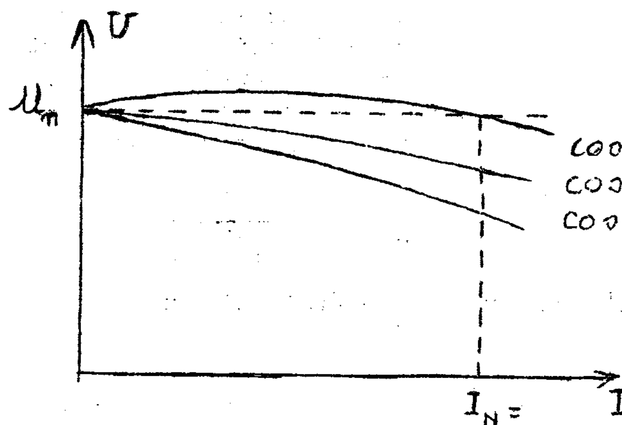


Figure VI.19

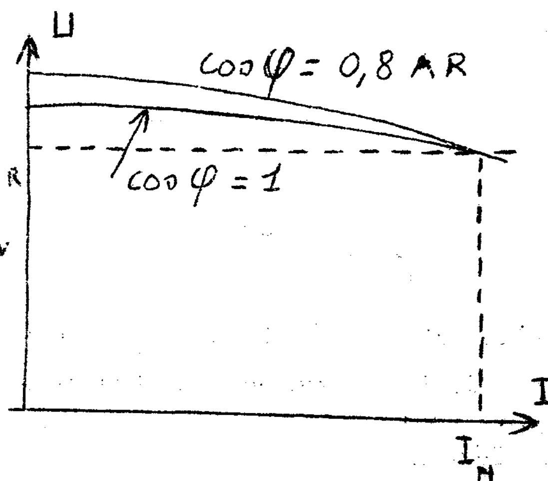


Figure VI.20

Remarquons qu'il existe une deuxième façon de conduire cet essai. Elle consiste à choisir pour excitation constante celle qui donne <u>en charge</u> et avec le cos φ désiré, la tension <u>normale.</u> Les courbes, représentées fig. VI.20 sont souvent appelées courbes de surélévation de tension. Les variations de tensions obtenues par celle seconde méthode sont plus réduites que celles obtenues par la première. On désigne sous le nom <u>d'excitation normale</u> celle qui donne la tension normale sous le courant normal avec le cos φ nominal (indiqué sur la plaque).

Les courbes obtenues à $\cos\varphi = 1$ descendant plus vite pour un alternateur que pour une génératrice à excitation séparée de puissance comparable, en raison de la chute inductive. Cette décroissance de la tension est encore beaucoup plus rapide à $\cos\varphi = 0,8$ AR, car la chute inductive agit beaucoup plus à $\cos\varphi \neq 1$ d'une part (voir fig. VI.8). D'autre part, la réaction directe cause une diminution rapide de la force électromotrice en charge E_c.

Remarque

La tangente à la courbe à l'origine n'est perpendiculaire à l'axe des tensions que pour une valeur du déphasage avance telle :

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{\mathcal{L}\omega}{R}$$

VI.6.4 - Caractéristiques en charge à tension constante.

Ce sont les caractéristiques $I = f(J)$ pour U = cte avec $\cos\varphi$ en paramètre. On les appelle souvent caractéristiques de régulation ; ce sont elles qui permettent en effet de déterminer les variations extrêmes de l'excitation J en fonction de I et du $\cos\varphi$, et par suite de déterminer le rhéostat d'excitation ou le régulateur de tension. Le montage d'essai est le même que pour les courbes à excitation constante.

Ces caractéristiques se tracent uniquement pour la tension U_n normale de l'alternateur.

On règlera donc J pour obtenir U_n à vide.

Puis la vitesse étant maintenue constante, on chargera progressivement la machine en meintenant constant le $\cos\varphi$ à la valeur désirée. On choisit en général $\cos\varphi = 1$ ou voisin de 0,8AR (suivant les indications de la plaque de la machine). L'essai à $\cos\varphi$ avance est plus rare. L'allure des courbes est indiquée fig. VI.21. Elles passent évidemment toutes par le point J_o de l'axe des excitations, puisqu'en ce point le $\cos\varphi$ est indéterminé. On poussera les essais au moins jusqu'à $I = I_n$.

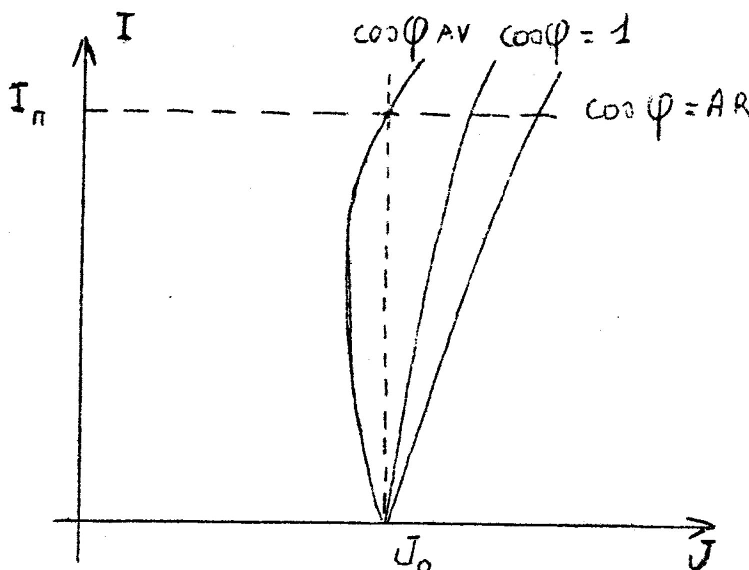


Figure VI.21

L'allure des courbes s'explique aisément :

A $\cos\varphi = 1$ la réaction d'induit uniquement transversale est faible ; la

chute inductive a une influence réduite. Une faible augmentation de J suffit donc à compenser les diminutions de tension.

A cos φ arrière, la chute inductive a une action beaucoup plus importante (diagramme de la fig. VI.8) D'autre part, la réaction d'induit comprend une composante directe démagnétisante ; il convient donc d'augmenter assez fortement l'excitation.

A cos φ avance, la réaction d'induit comprend une composante directe magnétisante dont il convient d'annuler les effets en réduisant l'excitation. Mais aux fortes charges, si cette réaction d'induit n'est pas trop élevée, c'est la chute de tension $R\bar{I} + j\mathcal{L}\omega\bar{I}$ qui l'emporte à nouveau.

Remarque 1

La caractéristique en court-circuit est un cas particulier de ces courbes, puisqu'alors $U = cte = 0$.

Remarque 2

Dans le cas de l'alternateur possédant une excitatrice, il peut être intéressant de relever également les courbes de l'excitation de l'excitatrice J_e en fonction de I et du cos φ . En effet le régulateur de tension agira en réalité sur J_e.

CHAPITRE VII

MOTEURS ASYNCHRONES POLYPHASES

Le diphasé étant en voie de disparition, les seuls moteurs polyphases utilisés sont actuellement ceux alimentés en triphasé. Ce sont de très loin, les plus employés des moteurs à courant alternatif.

VII.1 - PRINCIPE.

On créé un champ tournant triphasé à l'aide d'un stator analogue à celui d'un alternateur. Dans l'axe de cette armature, on dispose un rotor constitué par un enroulement en court-circuit ayant même nombre de pôles que le stator.

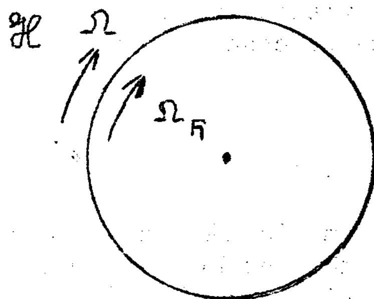


Figure VII.1

Le champ en tournant par rapport au rotor, induit dans celui-ci des courants de sens tels qu'ils produisent des forces tendant à s'opposer au déplacement qui les ont créés (loi de Lenz): le mouvement relatif champ-rotor tend à s'annuler ; autrement dit, le rotor se trouvera entraîné par le champ tournant dans le même sens que ce dernier (fig.VII.1).

Remarquons que la vitesse de rotation Ω_R du rotor, sera au plus égale à celle du champ tournant, soit :

$$\frac{\omega}{P} = \Omega$$

(ω pulsation et p nombre de paires de pôles) : c'est la vitesse de synchronisme. En effet, à cette vitesse du rotor, son déplacement par rapport au champ tournant est nul : plus de f.e.m induite, donc plus de courant, partant plus de couple ; la marche au synchronisme n'est possible que si la puissance fournie par le moteur est rigoureusement nulle. Même à vide, le moteur doit vaincre ses propres frottements. Le synchronisme ne sera donc jamais rigoureusement atteint. Au fur et à mesure que le moteur fournit un couple plus élevé, les courants rotoriques qui le créent et par conséquent la f.e.m induite, doivent augmenter. Cette dernière étant proportionnelle à la vitesse relative du déplacement du champ tournant par rapport au rotor, celui-ci doit donc ralentir. Ce moteur ne peut ainsi jamais fonctionner au synchronisme, d'où son nom de moteur asynchrone. On le désigne aussi sous le nom de "moteur à champ tournant" ou "moteur à induction".

La vitesse sera donc toujours un peu inférieure à 3.000, 1.500, 1.000 t/M pour des moteurs à 2,4,6 ...pôles à 50 Hz.

VII.2 - GLISSEMENT ET FREQUENCE ROTORIQUE.

La vitesse d'un moteur asynchrone Ω_R, étant toujours très voisin de sa vitesse de synchronisme $\frac{\omega}{P} = \Omega$, il est plus précis de définir non Ω_R, mais la vitesse relative du rotor par rapport au champ tournant, soit :

$$\frac{\Omega - \Omega_R}{\Omega} = g \qquad (1)$$

g s'appelle le glissement. On l'exprime en général en %.

$$g\% = 100 \frac{\Omega - \Omega_R}{\Omega} = 100 \frac{N - N_R}{N}$$

N désignant la vitesse de synchronisme et N_R la vitesse du rotor (en tours-seconde ou en tours-minute). g est toujours inférieur à 10 ou 15% même pour les petits moteurs. Pour les unités de quelques kW, g est inférieur à 5 à 7% et il peut descendre au dessous de 1% pour les moteurs de puissance supérieure à 1.000 KW. On voit que g est une des caractéristiques importantes de ce type de moteur.

Fréquence des courants rotoriques.

Le rotor tourne par rapport au champ tournant à la vitesse relative $\Omega' = \Omega - \Omega_R$. Le nombre de paires de pôles des deux enroulements étant p, la pulsation des courants rotoriques vaut :

$$2\pi f' = \omega' = p\,(\Omega - \Omega_R) = p\,\Omega' \qquad (2)$$

(C'est évidemment la même que pour un alternateur à même nombre de pôles tournant à la vitesse Ω'). Ces courants rotoriques produisent donc à leur tour un champ tournant par rapport au rotor à la vitesse angulaire

$$\frac{\omega'}{p}$$

(puisqu'il y a même nombre de pôles au rotor et au stator) qui vaut d'après (2)

$$\frac{\omega'}{p} = \Omega - \Omega_R$$

comme le rotor tourne lui-même à la vitesse Ω_R, la vitesse du champ rotorique par rapport au stator est par conséquent :

$$\Omega - \Omega_R + \Omega_R = \Omega \qquad \text{(fig.VII.2)}$$

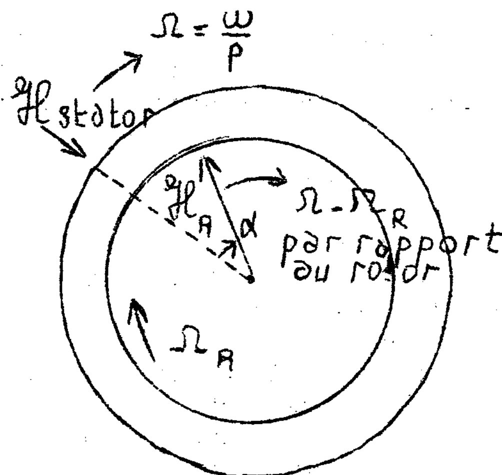


Fig VII - 2

Le champ tournant rotorique est donc fixe par rapport au champ tournant $\mathcal{H}$ du stator. C'est l'action mutuelle de ces deux champs, devant rester fixes l'un par rapport à l'autre, qui produit le couple d'entrainement.

On peut démontrer que ce couple est proportionnel à p sinα. α étant l'angle des deux champs. Si le rotor n'avait pas le même nombre de pôles que le stator, les deux champs statorique et rotorique tourneraient par rapport au stator à une vitesse différente ; α croîtrait alors continuellement en fonction du temps et le couple moyen proportionnel à sin α, serait nul.

VII.3 - FORCE ELECTROMOTRICE DU STATOR - COURANT MAGNETISANT.

Aux chutes de tension près, on a pour le stator, identique nous l'avons dit à celui d'un alternateur

$$U_1 = E_1 = \frac{K_1 \; n_1 P}{\sqrt{2}} \; \omega \; \phi_M \qquad (3)$$

K_1 étant le coefficient de bobinage du stator, n_1 le nombre de spires et ϕ_M la valeur maximale du flux.

Le stator produit un flux φ_1 décomposable en un flux de fuite φ_{f1} et un flux commun φ (cf. théorie du transformateur et de l'alternateur). De même, le rotor produit le flux φ_2 décomposable en flux de fuites φ_{f2} et le flux commun φ. Ce flux commun est produit par la résultante des ampères-tours statoriques et rotoriques. Soit n_2 le nombre de spires du rotor.

$$n_1 i_1 + n_2 i_2 = \mathcal{R} \; \varphi \qquad (4)$$

$\mathcal{R}$ étant la réluctance du circuit magnétique (entrefer compris). Au synchronisme, $i_2 = 0$ comme nous l'avons vu, i_1 se réduit alors au courant magnétisant :

$$n_1 \; i_{1\mu} = \mathcal{R} \; \varphi \qquad (5)$$

Or le flux est constant si la tension est constante, comme le montre la relation 3. Donc φ est bien le même pour les équations (4) et (5).

$$n_1 i_1 + n_2 \; i_2 = n_1 \; i_{1\mu}$$

et en valeurs efficaces

$$n_1 \overline{I}_1 + n_2 \overline{I}_2 = n_1 \overline{I}_{1\mu}$$

équations identiques à celles trouvées pour le transformateur. Mais il faut remarquer que $I_{1\mu}$ est ici beaucoup plus élevé que dans le transformateur. Nous savons en effet que ce sont les entrefers qui consomment la plus grande partie de la force magnétomotrice. Dans un transformateur, les joints du circuit magnétique sont très soignés et correspondent à quelques centièmes de mm d'air : il s'agit ici de 1 à plusieurs millimètres d'entrefer, suivant la dimension du moteur. Il en résulte que $I_{1\mu}$ sera au moins de l'ordre de 0,25 à 0,35 I_{1n}, I_{1n} désignant le courant normal, ce qui est considérable.

VII.4 - EQUATIONS DU ROTOR ET DU STATOR.

Nous pouvons écrire au primaire

$$\overline{U}_1 = \overline{E}_1 + R_1 \overline{I}_1 + j\, l_1 \omega \overline{I}_1 \qquad (6)$$

puisqu'en fait nous pouvons le considérer comme le primaire d'un transformateur dont le secondaire en court-circuit aura pour équation :

$$0 = - \overline{E'}_2 + R_2 \overline{I}_2 + j\, l_2 \omega' \overline{I}_2 \qquad (7)$$

Les équations (6) et (7) sont identiques en fait aux relations (14) et (15) des transformateurs. Dans l'équation (7) $\overline{E'}_2$ représente la force électromotrice du rotor en en marche normale, la pulsation des courants rotoriques étant alors ω'.

Calculons $\overline{E'}_2$: c'est la f.e.m d'un alternateur (le rotor étant constitué, rappelons le, par un enroulement polyphasé à p paires de pôles) dont l'inducteur-ici le champ tournant-tourne à la vitesse $\Omega' = \Omega - \Omega_R$. Or d'après la relation (1) :

$$\Omega - \Omega_R = g \Omega = g \frac{\omega}{P}$$

La pulsation des courants rotoriques vaut donc :

$$\omega' = g \omega$$

Nous pouvons alors écrire la valeur de E'_2 :

$$E'_2 = K_2\, n_2\, p \frac{\omega' \phi_M}{\sqrt{2}} = \frac{K_2\, n_2\, p}{\sqrt{2}} \quad g\, \omega\, \phi_M$$

(on trouve bien qu'au synchronisme rigoureux $g = 0$, $E'_2 = 0$;il n'y a plus de courant I_2 ni de couple).

Lorsque le rotor est à l'arrêt $g = 1$. Désignons par E_2 la f.e.m correspondante :

$$E_2 = \frac{K_2\, n_2\, p}{\sqrt{2}} \omega\, \phi_M$$

donc :

$$E'_2 = g\, E_2$$

Portons cette valeur dans la relation (7)

$$\overline{E'}_2 = g\, \overline{E}_2 = R_2 \overline{I}_2 + j l_2 \omega' \overline{I}_2 = R_2 \overline{I}_2 + j\, l_2\, g \omega \overline{I}_2$$

$$\overline{E}_2 = \frac{R_2}{g}\ \overline{I}_2 + j\ l_2\ \omega \overline{I}_2 \qquad (8)$$

Tout se passe comme si la f.e.m et l'inductance de fuites restant constantes, la résistance du rotor était inversement proportionnelle au glissement. Au synchronisme, $g = 0$, on retrouve encore bien $I_2 = 0$. La relation (8) montre encore que le rotor est assimilable au secondaire en court-circuit d'un transformateur de résistance inversement proportionnelle à g.

VII.5 - Calcul du couple.

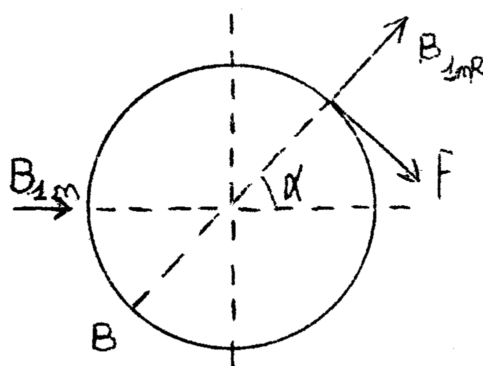


Figure VII.3

Nous effectuerons ce calcul dans le cas d'un moteur bipolaire. Considérons 2 conducteurs rotoriques diamétraux (fig. VII.3). Leur plan fait à l'instant t un angle α avec la direction de B_1, induction due au primaire.

Calculons la force tangentielle instantanée appliquée à A. Pour cela, il suffit de tenir compte uniquement de la composante radiale B_{1R} de B_{1M}

$$f = B_{1R}\ i_2\ l = i_2\ l\ B_{1M} \cos \alpha$$

i_2 désignant la valeur instantanée du courant dans le conducteur A, de longueur l. Pour les conducteurs A et B le couple s'écrira, si le rayon du rotor est r :

$$\gamma = 2\ fr = 2\ l\ r\ \ i_2\ B_{1M} \cos \alpha$$

Or 2lr représente la surface de la spire constituée par les conducteurs A et B. Donc :

$$2l_r\ B_{1M} = \phi_{1M}$$

ϕ_{1M} étant le flux maximal traversant la spire :

$$\gamma = \phi_{1M}\ i_2 \cos \alpha$$

or :

$$i_2 = I_{2M} \cos (\alpha - \varphi_2)$$

car la tension e_2 aux bornes de la spire est bien maximale si $\alpha = 0$; φ_2 représente le déphasage de i_2 sur e_2.

Mais $\alpha = \omega' t$. En effet B_1 tourne par rapport au rotor à la vitesse

$\Omega - \Omega_R = \Omega' = \omega'$ puisqu'ici $p = 1$ (relation2). Le couple moyen pour cette

spire s'écrira donc :

$$\Gamma_1 = \frac{1}{T}\int_o^T \phi_{1M}\ i_2 \cos\alpha\, dt = \frac{1}{T}\int_o^T \phi_{1M}\ I_{2M} \cos\omega' t \cos(\omega' t - \varphi_2) dt$$

$$\Gamma_1 = \frac{1}{2}\ \phi_{1M}\ I_{2M} \cos\varphi_2 = \frac{\phi_{1M}}{\sqrt{2}}\ I_2 \cos\varphi_2 \qquad (8)$$

(I_2 = valeur efficace de I_{2M})

Or :

$$I_2 = \frac{E'_2}{Z_2} = \frac{g\ E_2}{Z_2}$$

et $E_2 = K_2\ n_2\ \omega \dfrac{\phi_{1M}}{\sqrt{2}}$ puisque $p = 1$

d'où

$$\phi_{1M} = \frac{E_2\ \sqrt{2}}{K_2\ n_2\ \omega}$$

enfin

$$\cos\varphi_2 = \frac{R_2}{Z_2}$$

Portons ces valeurs de ϕ_{1M}, I_2 et $\cos\varphi_2$ dans la relation (8). On a :

$$\Gamma_1 = \frac{E_2}{K_2\ n_2\ \omega}\ \frac{g\ E_2}{Z_2}\ \frac{R_2}{Z_2} = g\ \frac{E_2^2\ R_2}{K_2\ n_2 \omega Z_2^2}$$

$$Z_2 = \sqrt{R_2^2 + l_2^2\ \omega'^2} = \sqrt{R_2^2 + l_2^2\ g^2\ \omega^2}$$

$$\Gamma_1 = \frac{E_2^2}{K_2\ n_2\ \omega}\ \frac{g\ R_2}{R_2^2 + g^2\ l_2^2\ \omega^2}$$

Le calcul a été effectué pour une spire, soit 2 conducteurs.

Pour les n_2 conducteurs périphériques, ce couple sera $\frac{n_2}{2}$ fois plus grand car il y a $\frac{n_2}{2}$ conducteurs. En désignant par K' une constante, le couple total s'écrit :

$$\Gamma = K'\ E_2^2\ \frac{g\ R_2}{R_2^2 + g^2\ l_2^2 \omega^2} \qquad \text{avec } K' = \frac{2}{K_2\ \omega}$$

Or $\dfrac{E_2}{E_1} = \dfrac{K_2\ n_2 \omega \phi_{1M} / \sqrt{2}}{K_1\ n_1\ \omega \phi_{1M} / \sqrt{2}} = \dfrac{K_2\ n_2}{K_1\ n_1}$

D'autre part, aux chutes de tension près au stator :

$$U_1 \simeq E_1 \qquad \text{(relation 3)}$$

Ainsi E_2 est proportionnel à U_1.

Si K désigne une nouvelle constante :

$$\boxed{\Gamma = K\ U_1^2 \frac{g\ R_2}{R_2^2 + g^2\ l_2^2 \omega^2}}$$

Le couple du moteur asynchrone est donc proportionnel au carré de la tension d'alimentation.

VII.6 - ETUDE DE LA COURBE DU COUPLE EN FONCTION DU GLISSEMENT.

Tout d'abord la courbe de $\Gamma = f(g)$ est symétrique par rapport à l'origine puisque cette fonction est impaire .

- Aux faibles glissements, $g^2\ l^2_2 \omega^2 \ll R^2_2$, on peut écrire :

$$\Gamma_{g \simeq 0} \simeq K\ U^2_1 \ \frac{g}{R_2}$$

Dans cette région, la courbe est donc une droite de coefficient angulaire $\dfrac{K\ U_1^2}{R_2}$.

- Si g est grand, on peut mettre Γ sous la forme :

$$\Gamma = K\ U_1{}^2 \frac{R_2}{\dfrac{R^2_2}{g} + g\ l^2_2 \omega^2} \qquad \text{avec} \quad \frac{R^2_2}{g} \ll g\ l^2_2 \omega^2$$

$$\Gamma_{g\ \text{grand}} \simeq \frac{K\ U^2_1}{l^2_2 \omega^2} \ \frac{R_2}{g} \qquad \text{en négligeant} \quad \frac{R^2_2}{g}$$

La courbe dans cette région est un arc d'hyperbole équilatère.

- La courbe passe par un maximum si

$$\frac{R^2_2}{g} = g\ l_2^2 \omega^2$$

c'est-à-dire pour $g = \frac{R_2}{l_2\ \omega}$

Ce couple maximal a pour valeur

$$\Gamma_M = K\ U_1^2\ \frac{1}{2\ l_2\ \omega}$$

l_2 étant pratiquement constant, le couple maximum est donc constant. Il est en particulier, indépendant de R_2.

- Enfin pour la valeur remarquable $g = 1$, qui correspond à l'arrêt du moteur, c'est-à-dire au point de démarrage, nous aurons donc le couple de démarrage :

$$\Gamma_d = K\ U_1^2\ \frac{R_2}{R_2^2 + l_2^2\ \omega^2}$$

Nous pouvons alors tracer la courbe complète (fig. VII.3).

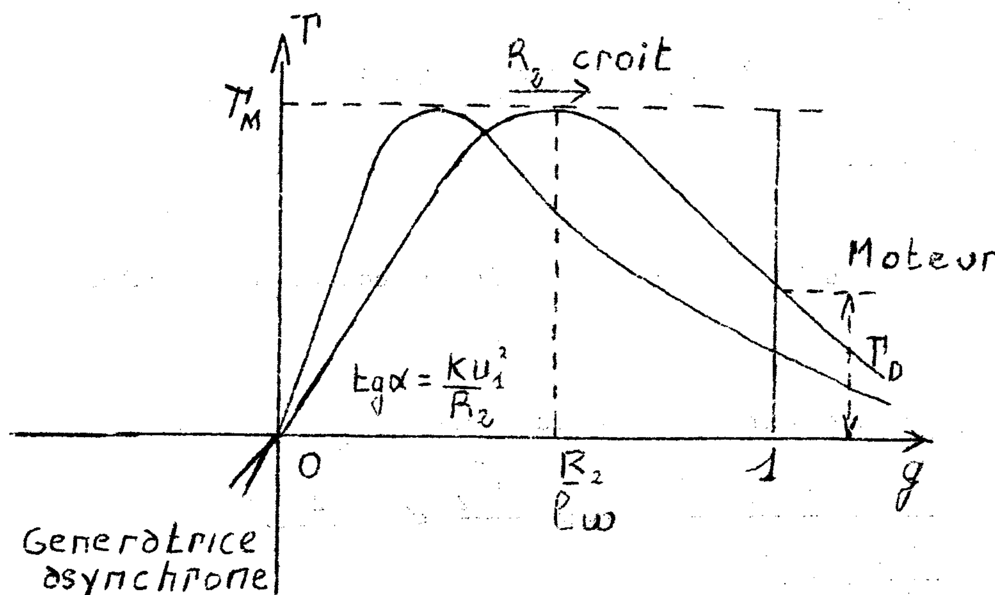


Figure VII.4

On verra plus tard que la région des valeurs de g négatives correspond au fonctionnement de la machine en génératrice asynchrone (on l'entraîne par un moteur à une vitesse supérieure au synchronisme).

En général, on trace cette courbe en retournant léchelle des g et en lui faisant subir une translation de + 1 (fig. VII.4).

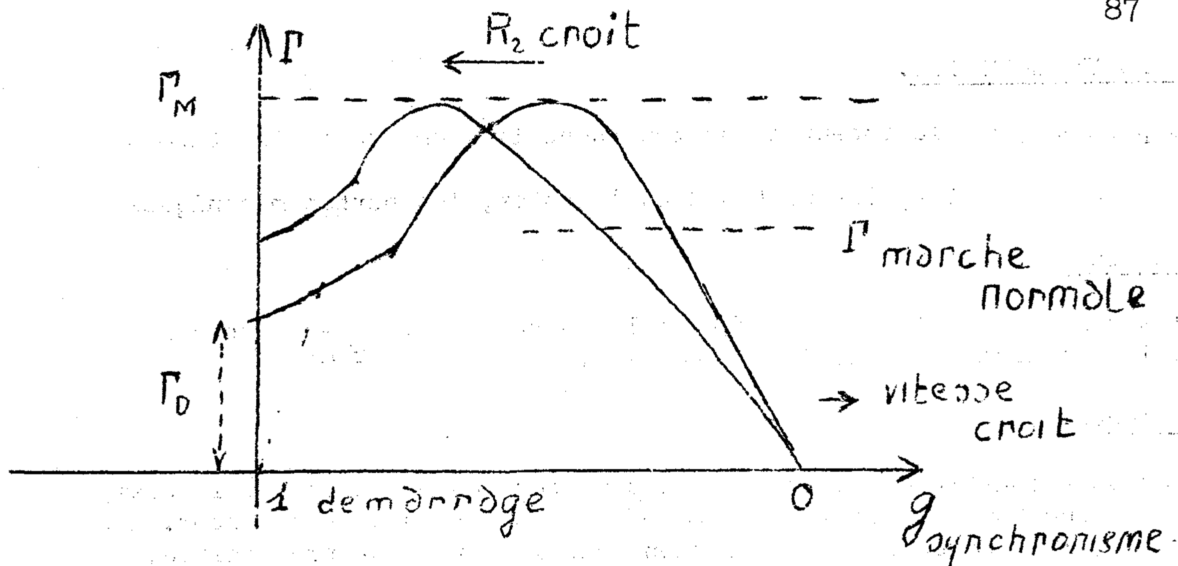


Figure VII.5

On tire de ces courbes deux renseignements importants :

- le couple de démarrage augmente avec R_2 ,

- pour un couple de fonctionnement donné le glissement augmente avec R_2. Nous avions trouvé d'ailleurs :

$$\Gamma_{g \simeq o} \simeq K\, U_1^2 \; \frac{g}{R_2}$$

si l'on maintient constant Γ , il en est de même du rapport $\frac{g}{R_2}$.

Remarque.

On démontre que la partie à tangente positive est instable. Le point de fonctionnement se plaçant toujours ainsi sur la partie descendante de la courbe de la fig. VII.4. Il est facile de le voir, car dans la région à pente positive, to toute augmentation du couple résistant, entraîne une diminution de g donc un accroissement de la vitesse etpar suite de la puissance demandée au moteur. Il faut

$$\frac{d\,(\Gamma_m - \Gamma_r)}{dg} > 0$$

Γ_M et Γ_r désignent respectivement le couple moteur et le couple résistant.

VII.7 - PERTES ET RENDEMENT.

Les pertes dans le moteur asynchrone sont la somme de trois termes :

- Les pertes dans le stator, les pertes dans le rotor, les pertes mécaniques.

Pertes statoriques.

Elles comprennent les pertes fer et les pertes Joule. Ces pertes fer constituent la principale partie des pertes à vide (pour $g \simeq 0$).

Pertes rotoriques.

Elles sont constituées uniquement des pertes Joule. En effet, le champ tournant statorique tourne à la vitesse $\Omega - \Omega_R = g\Omega$ par rapport au rotor. g étant inférieur à 0,1, la fréquence de l'induction dans le rotor est très faible, de l'ordre de quelques Hz. Or les pertes par hystérésis sont, rappelons le, proportionnelles à f : elles sont donc très réduites et négligeables. Quant aux pertes par courants de Foucault proportionnelles à f^2 elles n'existent pratiquement pas.

D'autre part, la puissance fournie par le stator au rotor par l'intermédiaire du champ tournant vaut :

$$P_{12} = \Gamma \Omega$$

La puissance fournie par le rotor est égale à :

$$P_R = \Gamma \Omega_R$$

Les pertes rotoriques s'écrivent donc :

$$\text{Pertes}_{\text{Rotor}} = \Gamma \quad (\Omega - \Omega_R)$$

et le rendement du rotor :

$$\eta_R = \frac{P_R}{P_{12}} = \frac{\Omega R}{\Omega} = 1 - g$$

puisque $$g = \frac{\Omega - \Omega_R}{\Omega}$$

Pertes mécaniques.

Elles sont à déduire de la puissance rotorique P_R déterminée ci-dessus. Leur valeur est très faible pour les moteurs à cage d'écureuil, elles comprennent seulement les pertes aux paliers (toujours à billes) et les pertes par ventilation. Ces pertes représentent moins de 1% de la puissance nominale sur la majorité des moteurs à rotor à cage d'écureuil.

Conséquences : Le rendement d'un moteur asynchrone est excellent. Pour un moteur de 100 KW, $\eta \simeq$ 0,90.

Le principe exposé montre bien que le moteur asynchrone démarre seul. Cependant, à l'instant du démarrage, le rotor constitue le secondaire en court-circuit d'un transformateur : l'appel de courant sur le réseau peut être inacceptable.

D'autre part, l'étude du moteur a montré que le couple de démarrage croît avec la résistance rotorique. Un accroissement notable de cette résistance sera donc favorable à la fois à la réduction du courant de démarrage et à l'obtention d'un bon couple à cet instant. Mais nous avons vu aussi (VII.7) que le rendement du rotor vaut 1 - g : on a donc intérêt à réduire g en marche normale. Or le glissement croit avec R_2 ; on a d'après ces conclusions, réalisé trois types de moteurs, qui ne diffèrent que par la constitution de leur rotor.

VII. 8.1 - Moteurs à bagues.

Encore appelés moteurs à rotor bobiné, ces moteurs ont un rotor réalisé avec un enroulement toujours triphasé à même nombre de paires de pôles que le stator (sinon, nous l'avons vu, le moteur ne tourne pas). Cet enroulement est relié à 3 bagues de bronze ou d'acier sur lesquelles frottent des balais reliés à un rhéostat de démarrage triphasé (fig. VII.6).

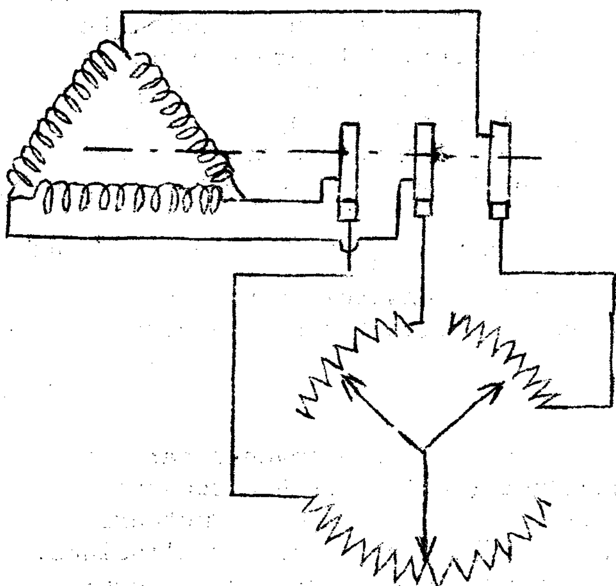


Figure VII.6

A l'instant du démarrage, on mettra ce rhéostat à sa résistance maximale, ce qui permettra d'avoir simultanément un bon couple et un faible appel de courant. La mise en route terminée, le rhéostat est mis en court-circuit, d'où faible résistance rotorique et faible glissement, ce qui améliore le rendement. Dans certains moteurs, il existe même un dispositif permettant de court-circuiter les bagues directement tout en relevant les balais. La résistance rotorique est ainsi minimale (la résistance de contact balais-bagues est loin d'être négligeable) et les pertes par frottement réduites de façon importante.

(Les frottements aux balais donnent des pertes 4 ou 5 fois supérieures aux pertes au palier et aux pertes par ventilation).

L'inconvénient des moteurs à bagues est leur coût élevé. On les construit pour des puissances élevées (plusieurs milliers de KW) ou bien pour les puissances réduites si le réseau n'autorise pas de gros appels de courant.

VII.8.2 - Moteurs à cage d'écureuil.

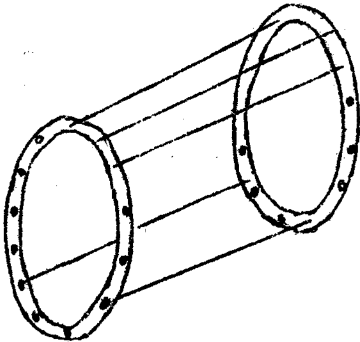


Figure VII.7

On les appelle aussi "moteurs à cage" tout court, ou moteurs à rotor en court-circuit.

Le rotor est constitué par des barres de cuivre logées dans les encoches du rotor et soudées à leurs extrémités sur des anneaux de cuivre. La figure VII.7 représente cette cage munie de quelques barreaux seulement et supposée extraite du paquet de tôles rotoriques. Dans les moteurs de puissance réduite, cette cage est en aluminium, coulé directement dans le paquet de tôles qui constitue ainsi le moule.

Ce type de rotor a pour lui sa simplicité et son entretien nul ; le moteur peut être ainsi complètement étanche. Le démarrage s'effectue par simple fermeture d'un interrupteur. Malheureusement, il faut un compromis en ce qui concerne la résistance de la cage : ou bien accepter un rendement réduit et un couple de démarrage assez élevé avec un appel de courant réduit, ou bien le rendement sera meilleur, mais l'appel de courant sera grand et le couple de démarrage assez peu élevé. En pratique avec ces moteurs on a $\frac{\Gamma_D}{\Gamma_N} = 0{,}5$ à 2 et $\frac{I_D}{I_N} = 5$ à 8 en désignant par I_N et Γ_N, I_D et Γ_D respectivement les courants et couples de démarrage nominaux. On les construit pour des puissances ne dépassant pas 200 à 500 KW les réseaux ne tolérant pas en général les trop grands appels de courant.

VII.8.3 - Moteurs à double cage.

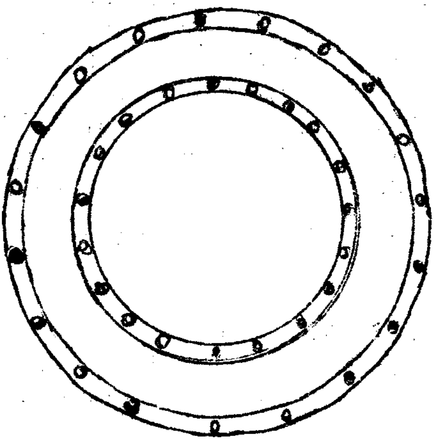


Figure VII.8

Ces moteurs ont été inventé par Boucherot (on les désigne souvent d'ailleurs sous le nom de "moteurs Boucherot"). Comme leur nom l'indique, ces moteurs comportent 2 cages concentriques. La cage extérieure, appelée cage de démarrage est construite en métal à résistivité élevée. La cage intérieure au contraire est faite en cuivre.
Au démarrage, le champ tourne à la vitesse $\frac{\omega}{p}$ par rapport au rotor.

Or on démontre qu'un flux alternatif est arrêté, ou tout au moins fortement réduit, par une spire en court-circuit et cela d'autant plus que la fréquence de ce flux est plus élevée.

La cage extérieure joue donc au démarrage le rôle d'écran : le flux ne pénètre pas dans le paquet de rôle et la cage intérieure peu résistante n'intervient pratiquement pas : les courants se referment par conséquent dans la cage extérieure résistante. Il en résulte un bon couple de démarrage et un appel de courant réduit. Lorsque le moteur accélère, la vitesse relative du champ tournant diminue et devient très faible en marche normale. Le flux peut ainsi pénétrer dans le rotor et atteindre la cage intérieure peu résistante qui jouera alors son rôle ; à ce moment, pratiquement, les deux cages sont en parallèle. Il en résulte une faible résistance rotorique et un glissement réduit. Pratiquement, on a :

$$\frac{\Gamma_D}{\Gamma_N} = 1,5 \text{ à } 3 \qquad \frac{I_D}{I_N} = 3,5 \text{ à } 6$$

Ces moteurs présentent tous les avantages des deux types précédents ; ils tendent à se généraliser de plus en plus. On les construit pour des puissances comprises entre 5 KW et plusieurs milliers de KW. Une variante a été réalisée sous le nom de moteur à encoches profondes : on donne à la barre conductrice, une grande hauteur radiale. Au démarrage, seules les parties extérieures des barres interviennent, d'où il résulte une forte résistance apparente.

VII.8.4 - Autres procédés employés au démarrage.

Toujours dans le but de réduire l'appel de courant, on utilise parfois un démarrage sous tension réduite, qui peut s'obtenir de deux façons :

- Démarrage étoile-triangle :

Le moteur est prévu pour fonctionner normalement en couplage triangle. Au démarrage, au contraire, on effectue le couplage étoile (fig.VII.9). La tension par enroulement est ainsi $U/\sqrt{3}$ au lieu de U en montage triangle d'où un appel de courant divisé par $\sqrt{3}$. Par contre le couple de démarrage proportionnel au carré de la tension, est divisé par 3.

Des ensembles de contacteurs permettent souvent de réaliser automatiquement ce procédé de démarrage.

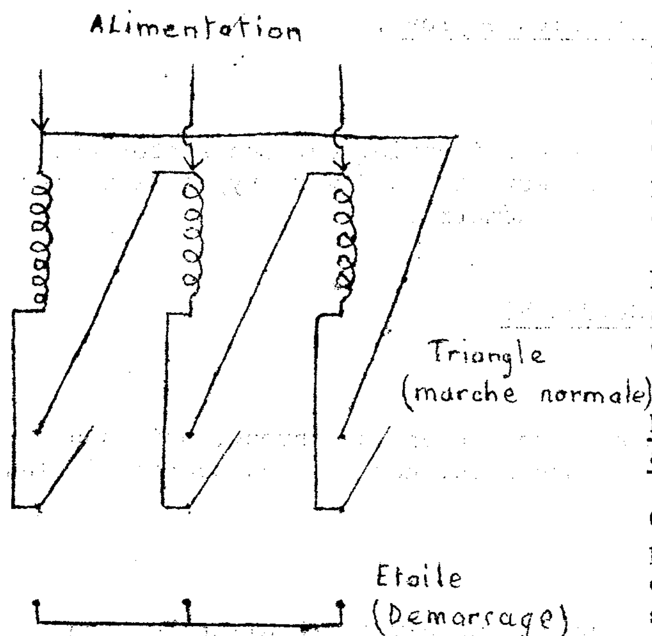


Figure VII.9

Démarrage par auto-transformateur abaisseur.

C'est un transformateur dont une partie de l'enroulement primaire constitue le secondaire. Ces appareils sont à puissance égale deux fois moins lourds que les transformateurs, si le rapport des tensions est de 2.

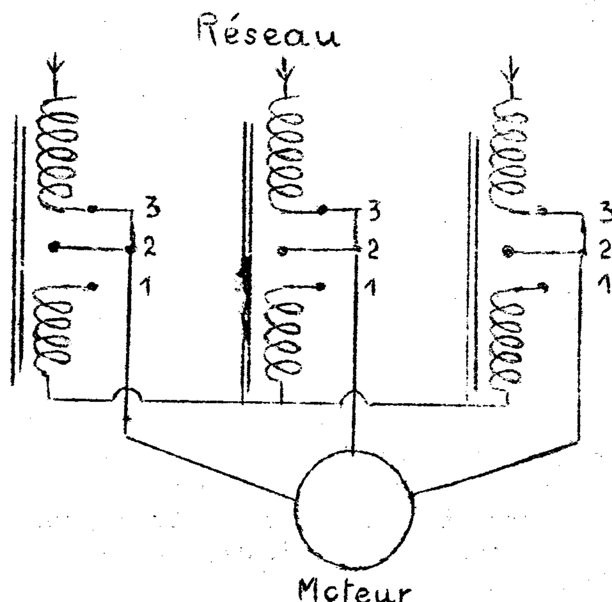


Fig. VII.10

Les enroulements de l'auto-transformateur utilisé sont montés comme indiqué fig. VII.10. Le commutateur tripolaire à 3 positions est mis en position 1 au démarrage. La tension de démarrage est ainsi U/2. Une fois le moteur arrivé à sa vitesse de régime, on passe en position 2 : la moitié supérieure de l'autotransformateur ne se comporte plus que comme 3 inductances en série : la tension sur le moteur est alors comprise en U/2 et U. Enfin, dans la position de marche normale (position 3) ces inductances sont elles-mêmes court-circuitées et la tension normale est appliquée. Ce procédé très progressif est utilisé pour des moteurs importants. L'auto-transformateur peut être sous-dimensionné car il ne sert que pendant un court instant.

L'usage des deux derniers montages est réservé au démarrage des moteurs à rotor en court-circuit, lorsque le réseau ne tolérerait pas les appels de courant importants.

Le démarrage étoile-triangle est le plus employé.

Remarque.

La déscription d'un moteur asynchrone est inutile, car son stator est rigoureusement identique à celui d'un alternateur et ses divers types de rotors ont été décrits ci-dessus dans les procédés de démarrage.

VII.9 - ESSAIS DES MOTEURS ASYNCHRONES POLYPHASES.

VII.9.1 - Mesure du glissement.

On ne mesure pas en fait la vitesse d'un moteur asynchrone, mais son glissement. De nombreuses méthodes ont été imaginées, nous en indiquerons 2, les plus simples et les plus courantes.

Méthode stroboscopique.

On monte en bout d'arbre du moteur un disque divisé régulièrement en

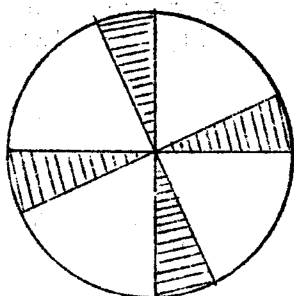


Figure VII.11

secteurs noirs et blancs, le nombre des secteurs d'une même couleur étant égal au nombre de pôles du moteur (fig. VII.11 dans le cas d'un moteur à 4 pôles). On éclaire ce disque par une lampe à faible inertie (lampe à vapeur de mercure par exemple) alimentée à la <u>même fréquence que le moteur</u>. Cette lampe donnera donc 2 éclairs par période, soit 2 f éclairs par seconde (f = fréquence d'alimentation). Si le moteur tourne rigoureusement au synchronisme, le disque semble immobile à cause de l'effet stroboscopique. Mais si le moteur "glisse", le disque semble tourner lentement dans son sens de rotation réel. Comme chaque pôle correspond à un secteur noir, il est facile de voir que le passage d'un secteur noir au suivant devant un repère fixe correspond au glissement d'un intervalle polaire vis à vis du champ tournant. Donc lorsqu'un secteur semble avoir fait un tour, le rotor s'est déplacé lui même d'un tour par rapport au champ tournant statorique. Un calcul simple montre que, si la fréquence est de 50 Hz (cas usuel),

$$g\% = \frac{m}{t}$$

n désignant le nombre de secteurs d'une même couleur passant devant un repère fixe pendant t secondes.

Lorsque g dépasse 4 à 5%, il devient impossible d'utiliser cette méthode même en comptant les tours et non plus les secteurs. On utilise alors un tachymètre.

<u>Emploi du tachymètre.</u>

La définition du glissement donne directement :

$$g\ \% = 100\ \frac{\Omega - \Omega_R}{\Omega} = 100\ \frac{N - N_R}{N}$$

N étant connu (c'est la vitesse de synchronisme) on mesurera N_R. Mais il est bon au préalable de vérifier l'étalonnage du tachymètre pour un glissement très faible mesuré par la méthode stroboscopique.

VII.9.2 - Essais à vide.

Le moteur sera alimenté à tension variable et désaccouplé de toute autre machine. On commencera par appliquer la tension nominale U_N (ou 1, 1 U_n) et l'on démarrera le moteur. Puis le moteur mis en position de marche normale (éventuellement bagues court-circuitées et balais relevés), on notera les valeurs de I_o P_o, $\cos\varphi_o$ pour chaque valeur de la tension U appliquée. On descendra la tension

jusqu'à ce que le glissement g, (normalement très faible (0,1% au moins, sauf dans les très petits moteurs) commence à augmenter (voir courbes fig. VII.12).

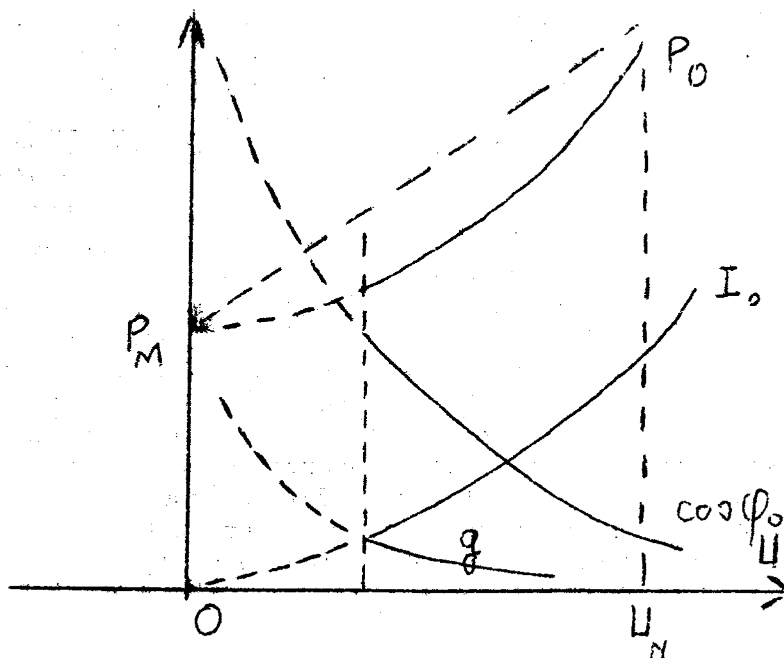


Figure VII.12

On s'arrêtera de diminuer U lorsque g atteindra 5% environ ou bien à des tensions de l'ordre de 0,25 à 0,3 U_n. En dessous en effet, les pertes fer rotoriques ne sont plus négligeables, les pertes par ventilation ne sont plus les mêmes et l'erreur introduite ainsi altérerait la valeur des pertes mécaniques P_M obtenues par extrapolation à l'aide de la courbe $P_0 = f(U_2)$ qui est presque une droite (cf. Méthode du moteur à vide - 1° partie courant continu. IV.2.2.2). les courbes ont l'allure de la fig. VII.12. On conduit si possible les essais un peu au-dela de U_n.

Remarque.

P_o représente la somme des pertes à vide :

$$P_o = P_{fer\ 1} + \frac{3}{2} \; R'_1 \, I_o^2 + P_M$$

les pertes fer du rotor étant nulles (R'_1 est la résistance statorique mesurée entre bornes).

Dans le transformateur, les pertes Joule à vide étaient négligeables car I_o était très faible ($I_o < 0,1\ I_n$). Par contre ici, I_o est élevé ; il vaut environ $0,3\ I_n$ comme nous l'avons vu en VII.3 : le courant magnétisant I_1 représentant la composante la plus importante de I_o, l'autre étant constituée par le courant actif

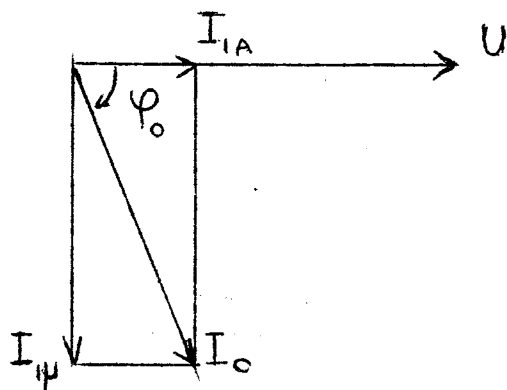


Figure VII.13

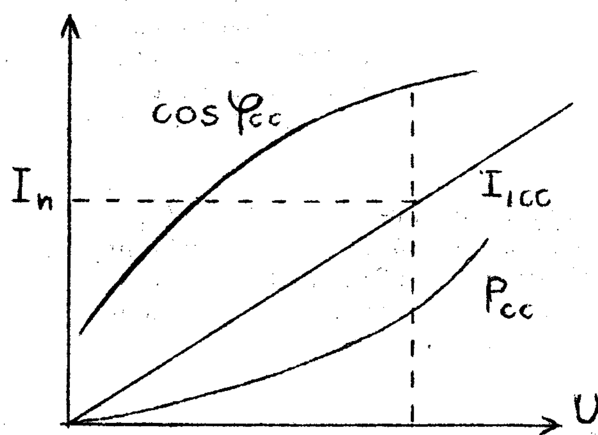


Figure VII.14

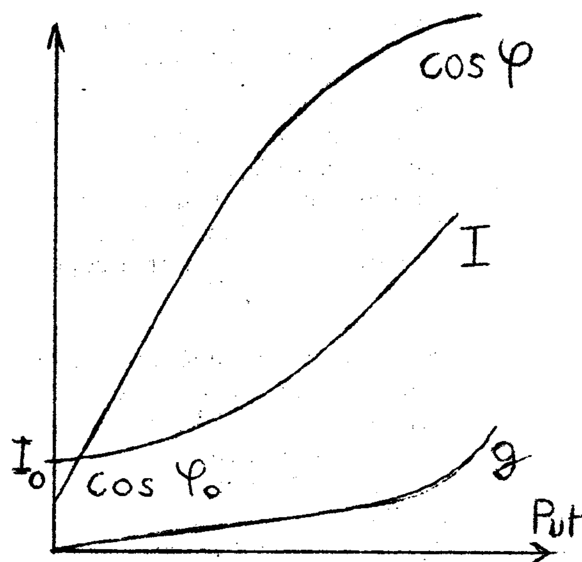


Figure VII.15

I_{1A} dû aux pertes à vide (fig. VII.13).

Il en résulte que les pertes Joule à vide sont de l'ordre de 10% de la puissance consommée à vide. Pour avoir la somme des pertes fer et mécaniques, il convient donc de faire la correction:

$$P_{fer\ 1} + P_M = P_o - \frac{3}{2}\ R_1^! I_o^2$$

VII.9.3 - Essais en court-circuit.

Cet essai est analogue à celui d'un transformateur en court- circuit. Il s'effectue rotor calé et en court-circuit : s'il s'agit d'un moteur à bagues, le rhéostat sera mis en position de marche normale (en court-circuit) et s'il y a lieu le dispositif de relevage des balais également (bagues court-circuitées).

On alimentera alors le moteur sous tension réduite (de l'ordre de $U_n/5$) et l'on relèvera $I_{1c.c}$, $P_{c.c}$ et cos $\varphi_{c.c}$ en fonction de U jusqu'à des intensités statoriques maximales de l'ordre de 1,2 à 1,5 I_n.

Les courbes obtenues sont indiquées fig. VII.14. Elles sont évidemment analogues à celles obtenues pour un transformateur, mais la tension de court-circuit est beaucoup plus élevée en raison de la réluctance de l'entrefer.

VII.9.3 - Essais en charge.

Ces essais ont pour but de relever les courbes du courant absorbé, du cosφ et du glissement en fonction de la puissance utile.

Le moteur sera chargé par un frein ou une génératrice à courant continu. La connaissance des pertes de cette dernière machine permettra de connaître la puissance utile sur l'arbre du moteur. D'ailleurs on se contente souvent de tracer les courbes précédentes en fonction de la puissance absorbée. Elles sont représentées fig. VII.15.

CHAPITRE VIII

M O T E U R S   S Y N C H R O N E S

VIII.1 PRINCIPE.

La réalisation de cette machine est identique à celle d'un alternateur : en fait cette dernière machine est réversible, pouvant fonctionner en moteur ou en générateur.

Soit donc une telle machine triphasée, par exemple et alimentée en triphasé. Son stator produit un champ tournant à la vitesse ω/p. Supposons que le rotor tourne lui-même à la vitesse ω/p dans le même sens. Comme nous l'avons vu au chapitre précédent en VI.5.2, les deux champs statoriques sont donc fixes l'un par rapport à l'autre ; les pôles N du champ tournant statorique attirant les pôles S du rotor, on voit qu'il existe un couple tendant à maintenir le rotor au synchronisme.

A) Un tel moteur ne peut tourner qu'au synchronisme , c'est-à-dire à ω/p, d'où son nom. En effet, si la vitesse était différente de ω/P, il se présenterait en face d'un pôle N du champ statorique alternativement un pôle N et un pôle S rotorique ; il y aurait donc alternativement répulsion et attraction : le couple serait tantôt positif et tantôt négatif et sa valeur moyenne nulle.

B) Ce moteur ne peut démarrer seul. C'est la conséquence de ce que nous venons de voir. Toutefois, si l'on peut disposer d'une fréquence progressivement croissante à partir de 0, le rotor pourra "s'accrocher" sur le champ statorique, mais il ne peut s'agir de cas usuel.

VIII.2 - COUPLE - ANALOGIE MECANIQUE.

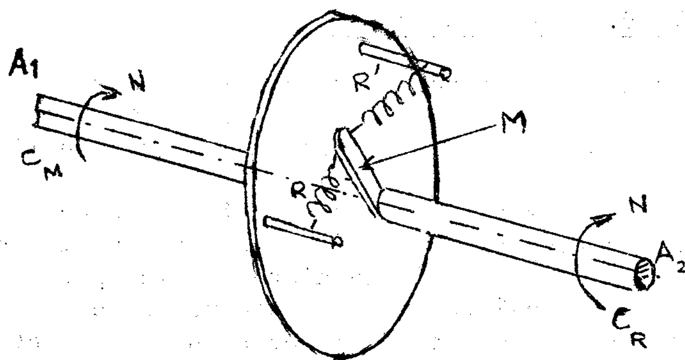


Figure VIII.1

On démontre que le couple C_M est proportionnel au sinus du décalage angulaire θ existant entre le champ tournant statorique et le champ inducteur rotorique. Pour les faibles décalages, on peut admettre que C_M est proportionnel à θ .

On peut donc schématiser le fonctionnement du moteur synchrone par l'analogie mécanique suivante (fig. VIII.1). Un arbre A_1 entraîne à vitesse constante N,un plateau P. Dans le prolongement de l'arbre moteur A_1, l'arbre entrainé A_2 est freiné par un couple résistant C_R. La liaison

entre les arbres A_1 et A_2 est obtenue par la manivelle M solidaire de A_2 et reliée au plateau P par les ressorts R et R'. Le couple d'entrainement de l'arbre A_2 est proportionnel au décalage angulaire de M et de P (tension du ressort R'). Si le couple résistant C_R devient trop important, le ressort R' casse : il y a rupture de synnhronisme.

Le plateau P joue le rôle du champ tournant statorique, la manivelle M celui du rotor. L'attraction entre les deux champs est figurée par le ressort R'. Si le couple résistant sur l'arbre du moteur synchrone dépasse une certaine valeur, l'attraction des champs devient insuffisante : le synchronisme est rompu , le moteur s'arrête et doit être redémarré ; on dit que le moteur a décroché.

Si le couple résistant présente des à-coups, l'arbre oscille autour de sa position angulaire de régime permanent : ce sont les oscillations pendulaires (voir l'analogie mécanique ci-dessus).

VIII.3 - DEMARRAGE.

Dans les cas usuels où la pulsation ω du réseau est imposée, il faut donc prévoir un dispositif de démarrage. Il existe plusieurs possibilités.

VIII.3.1 - Démarrage par moteur auxiliaire.

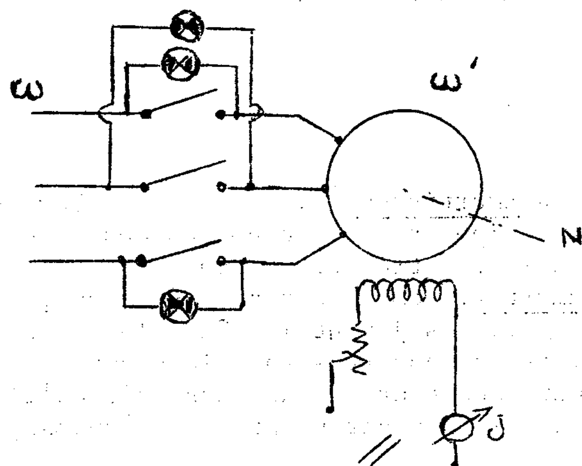


Figure VIII.2

On amène le rotor à la vitesse ω/P à l'aide d'un moteur auxiliaire, le stator n'étant pas alimenté. On ferme alors l'excitation : la machine constitue à ce moment un alternateur qu'il faut coupler sur le réseau. Ce couplage nécessite :

- l'égalité des fréquences f et f' du réseau et de la machine,
- l'égalité des tensions U et U' du réseau et de la machine,
- une différence de phase nulle entre U et U'

ceci afin que la tension aux bornes de l'interrupteur soit nulle.

On commence par s'assurer de l'égalité des fréquences en montant une lampe aux bornes de chaque coupure de l'interrupteur (fig. VIII.2). Cette lampe doit pouvoir supporter 2U (dans le cas où les tensions U et U' seraient en opposition de phase). Si les pulsations ω et ω' sont différentes, le vecteur tension $\overline{U}'$ de la machine synchrone tourne continuellement par rapport à la tension $\overline{U}$ du réseau, à la vitesse $\omega - \omega'$. Donc la tension aux bornes des lampes, différence vectorielle entre $\overline{U}$ et $\overline{U}'$ varie entre $|U| - |U'|$ ($\overline{U}$ et $\overline{U}'$ en phase) et

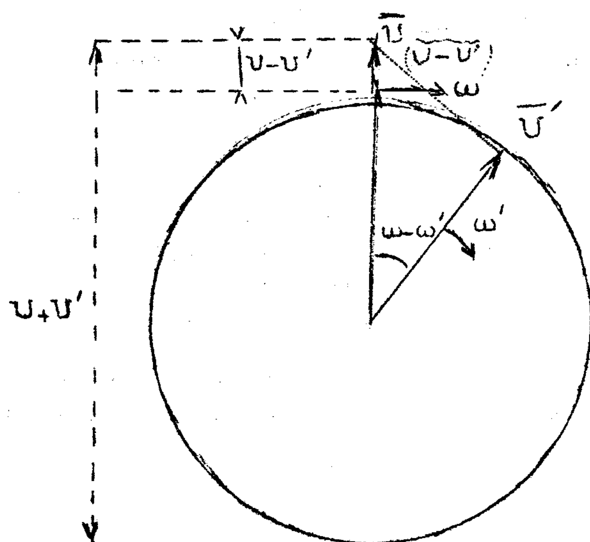


Figure VIII.3

et |U| + |U'| (U et U' en opposition de phase (fig. VIII.3). Les lampes sont donc alternativement presque éteintes (ou éteintes si |U| = |U'|) ou très brillantes, la vitesse de variation d'éclat étant d'autant plus faible que ω et ω' seront plus voisins. On agira donc sur la vitesse du moteur d'entrainement pour obtenir l'arrêt des battements lumineux, ou tout au moins des battements à très faible fréquence (1 période en plusieurs secondes). On règlera à l'aide d'un voltmètre U' par l'excitation J de la machine synchrone pour obtenir l'égalité U = U' (dans les grosses installations un voltmètre différentiel mesure directement |U| - |U'|). Enfin on amènera les lampes à l'extinction, en dérèglant momentanément d'une façon très faible, la vitesse du moteur auxiliaire d'entrainement. On peut alors fermer l'interrupteur du réseau : le couplage est effectué.

VIII.3.2 - Démarrage en asynchrone.

Un moteur synchrone possède toujours des amortisseurs . Ce sont des barres de cuivres logées parallèlement à l'axe de la machine dans des encoches des épanouissements polaires, et reliées entre elles à leurs extrémités par des cercles de cuivre . Ces amortisseurs sont destinés à amortir, comme leur nom l'indique, les oscillations pendulaires (voir VIII.2 in fine). Ils jouent le rôle d'une cage d'écureuil de moteur asynchrone : si des oscillations apparaissent, le champ tournant statorique induira dans les amortisseurs des courants de sens tels qu'ils tendent à s'opposer au déplacement initial. Le couple asynchrone produit s'oppose donc bien aux oscillations.

Le rotor d'un moteur synchrone muni d'amortisseurs se comportera ainsi au démarrage comme un rotor de moteur asynchrone à cage d'écureuil. Si le couple résistant est faible ou nul, le moteur montera progressivement au voisinage de sa vitesse de synchronisme. Un ampèremètre placé sur un des conducteurs d'alimentation indiquera alors des battements de faible amplitude correspondant au passage des pôles du rotor en face du champ tournant statorique ; il indiquera en quelque sorte le glissement. Lorsque ce dernier sera suffisamment réduit, on fermera l'excitation et le moteur se synchronisera automatiquement.

Il est bien entendu indispensable pour éviter un courant de démarrage trop important, d'opérer au début sous tension réduite (voir démarrage des moteurs asynchrones VII.8.4).

Ce procédé est évidemment inapplicable aux moteurs monophasés, puisqu'un moteur asynchrone monophasé a lui-même un couple de démarrage nul.

Remarque.

Pendant la durée du démarrage en asynchrone, il est bon de fermer les inducteurs sur une résistance R (fig. VIII.4). En effet ces enroulements constituent le secondaire d'un transformateur élévateur (le rotor a beaucoup plus de spires que le stator). La différence de potentiel aux bornes peut être considérable (plusieurs milliers de volts) et devenir dangereuse pour le personnel et l'isolement rotorique (risques de claquages). D'autre part, la fermeture brutale en court-circuit du rotor n'est en général pas possible, le moteur ayant alors tendance à s'accrocher au 1/2 synchronisme, c'est-à-dire à la vitesse $\omega/2p$. C'est ce que l'on appelle le phénomène de Görges, provoqué par une dissymétrie rotorique (le rotor se comporte dans ce cas comme un enroulement monophasé). C'est pourquoi on shunte cet inducteur par une résistance d'une valeur de 3 à 6 fois sa résistance propre ; le courant débité suffit à prendre la tension suffisamment faible pour être sans danger et la dissymétrie rotorique devient assez petite pour ne pas provoquer le phénomène indiqué.

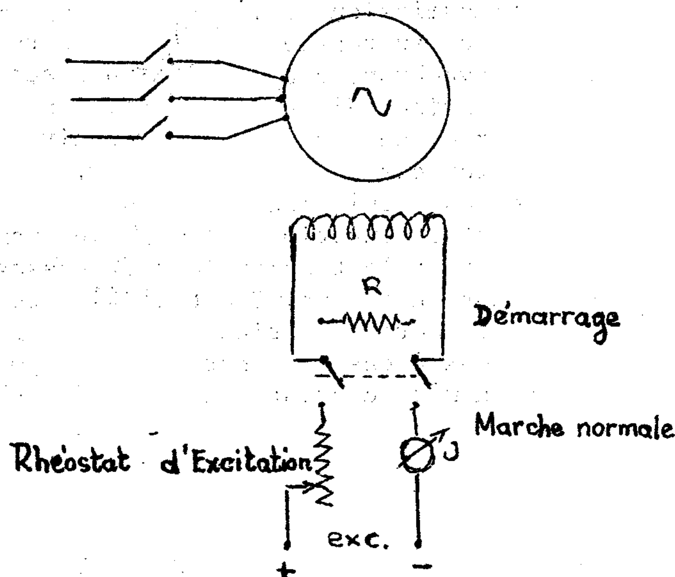


Figure VIII.4

VIII.4 - DESCRIPTION.

Elle est identique à celle d'un alternateur. Toutefois les moteurs synchrones sont surtout des machines à pôles saillants. Nous avons vu que ces pôles sont toujours munis d'amortisseurs.

VIII.5 - FORCE CONTRE-ELECTROMOTRICE.

Elle a évidemment la même expression que la force électromotrice de la même machine fonctionnant en alternateur, c'est-à-dire :

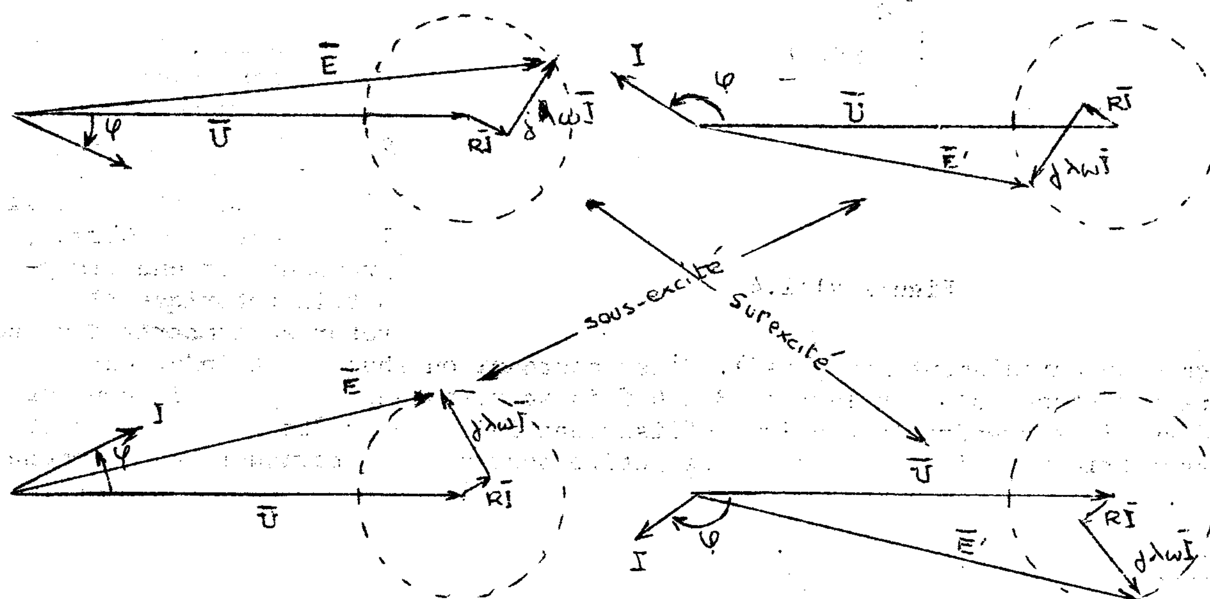
$$E' = \frac{K_p n}{\sqrt{2}} \phi_M \omega$$

VIII.6 - EQUATION ELECTRIQUE - DIAGRAMME VECTORIEL.

L'équation est la même que dans le cas de l'alternateur :

$$\overline{E} = \overline{V} + R\overline{I} + j\lambda\omega\overline{I}$$

En effet pour passer du fonctionnement en alternateur au fonctionnement en moteur, il suffit de remarquer que seul le sens de transmission de l'énergie a changé L'alternateur fournit de la puissance électrique au réseau, le moteur en reçoit. Autrement dit, si l'on considère une machine synchrone couplée sur un réseau et tournant à vide, son fonctionnement est indéterminé. Si on lui fournit un couple sur l'arbre, elle deviendra alternateur et sera moteur au contraire,si on freine mécaniquement son arbre. Dans les deux cas, les sens de la f.e.m et de la tension du réseau sont restés les mêmes, seuls les courants se sont inversés. C'est effectivement ce que l'on constate expérimentalement en examinant à l'oscillographe le sens du courant par rapport à la tension lors du passage du fonctionnement en alternateur en fonctionnement en moteur.(C'est d'ailleurs exactement la même chose dans le cas de la machine à courant continu). Nous allons donc tracer 4 diagrammes vectoriels correspondant aux 4 cas de fonctionnement possibles, pour une même tension aux bornes et un même courant efficace (fig.VIII.5)



Puissance active fournie par réseau.

Puissance active absorbée sur le réseau.

ALTERNATEUR

MOTEUR SYNCHRONE.

Figure VIII.5

Sur la fig. 5.A l'alternateur fournit en même temps de l'énergie réactive au réseau ; sur la figure 5.B il en absorbe . Sur la figure 5.c le moteur synchrone absorbe de l'énergie réactive sur le réseau ; sur la figure 5.d il en fournit.

VIII.7 - COURBES EN V DE MORDEY.

Considérons un moteur synchrone fournissant une puissance active constante et alimenté sous tension constante. Reprenons les diagrammes vectoriels de la fig. VIII.5 - C et D. La puissance active étant constante, il en est de même de la composante active du courant absorbé. Or (fig.VIII.6)

$A H = AB \cos \varphi = RI \cos \varphi$

(en valeur absolue).

R étant une constante, il en est de même de AH. Donc lorsque φ varie, B décrit la droite Δ perpendiculaire en H à OA = U. D'autre part le triangle ABC reste semblable à lui-même(les côtés sont proportionnels à I). Le point C se déplace donc sur la droite Δ' perpendiculaire en C' à AC', AH C' étant la position du triangle ABC pour $\varphi = \pi$, $\cos \varphi = 1$

Figure VIII.6

Il est alors facile de voir que lorsque E croît à partir d'une valeur faible, le $\cos \varphi$ croît depuis une valeur arrière jusqu'à 1 (pour la valeur E' de E) puis décroît en devenant avance.

Simultanément le courant décroît jusqu'à sa valeur minimale correspondant à $\cos\varphi = 1$ (position C' de C) puis recommence à croître.

Comme J croît en même temps que E, on s'aperçoit que les courbes I = f(J) ont la forme de V, d'où leur nom. Elles sont tracées figure VIII.7 pour différentes valeurs de la puissance active.

Les minimum de ces courbes correspondent comme on vient de le voir à $\cos\varphi = 1$. Ils se situent sur la courbe à $\cos \varphi = 1$, analogue à la caractéristique de régulation de l'alternateur. Il est d'ailleurs possible de tracer les autres courbes à $\cos\varphi$ constant, passant toutes par le point J_o (pour I = 0 le $\cos \varphi$ est indéterminé).

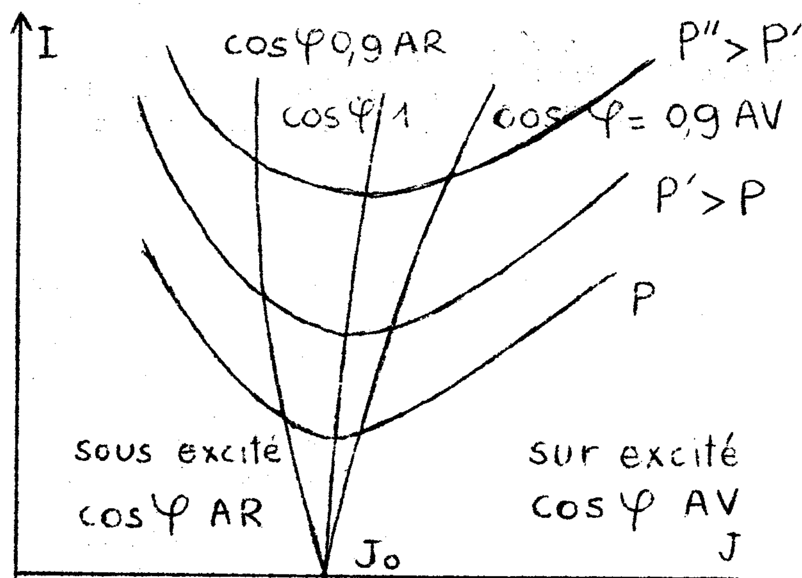


Figure VIII.7

La courbe à cos φ = 1 découpe le plan en deux régions : l'une correspondant aux cos φ en arrière (régime sous-excité) l'autre aux cos φ en avance (régime surexcité). Dans la première région, la machine absorbe de la puissance réactive sur le réseau, dans la zone de surexcitation, elle lui en fournit.

On retrouve ainsi les résultats énoncés à partir des diagrammes de la fig. VIII.5.

VIII.8 - ESSAIS DU MOTEUR SYNCHRONE.

Les caractéristiques à vide et en court-circuit d'obtiennent en faisant fonctionner la machine en alternateur.

Relevé des courbes en V.

Le moteur alimenté à tension constante, est chargé par une génératrice à courant continu (ou unfrein). Pour une valeur de cette charge, on diminue l'excitation du moteur synchrone jusqu'à obtenir un courant, voisin du courant nominal. On note U,I , les lectures du wattmètre, soient W' et W" (méthode des 2 wattmètres) et J. Puis on augmente un peu J. Le courant I diminue jusqu'à une nouvelle valeur I' et ainsi de suite.

Le minimum du courant étant assez flou, surtout aux fortes charges, on déterminera le point correspondant en cherchant à avoir cos φ = 1,(c'est-à-dire W' = W" dans le cas du triphasé; cette méthode est beaucoup plus précise que celle utilisant la formule

$$\cos\varphi = \frac{W' + W''}{U\ I\ \sqrt{3}\ \cos\varphi}$$

(voir chapitre III.3). Puis on continuera à augmenter J ; I augmente à nouveau : ne pas dépasser I_n. On calculera pour chaque point relevé la valeur du cos φ.

En réalité, du fait des pertes du moteur, variables d'un point à l'autre avec les changement de valeur du courant absorbé et de l'excitation, il y a lieu de retoucher légèrement la charge mécanique et de maintenir constante la puissance active absorbée, soit (W' + W").

Les courbes à cos φ = cte autres que celle à cos φ = 1 se tracent facilement en recherchant les points tels que :

$$I = \frac{P}{U\ \sqrt{3}\ \cos\varphi}$$

On porte les valeurs de I ainsi calculées sur les courbes en V, ce qui fournit des couples de points correspondant respectivement à la caractéristique à cos φ arrière et à la courbe à cos φ avance.

VIII.9 - USAGES DU MOTEUR SYNCHRONE.

On peut utiliser leur propriété d'avoir une vitesse parfaitement indépendante de la charge (le réseau E.D.F. à une fréquence constante à moins de 0,01 Hz près) mais cet emploi est surtout le fait de très petits moteurs (horloges, magnétophones etc...). On utilise surtout pour les gros moteurs la propriété de pouvoir fonctionner à cos φ = 1 et surtout de fournir de l'énergie réactive sur le réseau par simple réglage de l'excitation. Les réseaux de distribution pénalisant en effet les abonnés possédant de grosses installations qui consomment de l'énergie réactive. Les moteurs asynchrones fonctionnant avec des cos φ de l'ordre de 0,7 à 0,92 (suivant la puissance) et les transformateurs consommant eux-mêmes de l'énergie réactive (courant magnétisant), on montera dans une usine quelques moteurs synchrones permettant d'obtenir pour la totalité de l'installation, un facteur de puissance égal à 1.

Les machines entraînées par moteurs synchrones ne doivent pas être sujettes à des variations de couple brutale. On utilisera donc ces moteurs pour l'entrainement des compresseurs, ventilateurs, groupes convertisseurs à charge constante etc. D'autre part ils sont plus coûteux que les moteurs asynchrones et nécessitent une installation plus compliquée. C'est pourquoi ils ne sont guère employés dans les usines que pour les entraînements de grandes puissances (au-delà de 100 KW).

Compensateurs synchrones.

Ce sont des machines synchrones qui fonctionnent sans échanger aucune puissance mécanique sur leur arbre. Ils sont installés dans certains postes d'interconnexions importants et destinés uniquement à compenser l'énergie réactive du réseau, c'est-à-dire à ramener son facteur de puissance au voisinage de 1. Ce sont des machines complètement étanches, installées en général à l'extérieur et fonctionnant automatiquement. Il en existe qui sont capables de fournir 60.000 K V A R.

TABLE DES MATIERES